

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2000-083397

(43)Date of publication of application : 21.03.2000

(51)Int.Cl.

H02P 6/18

(21)Application number : 11-178735

(71)Applicant : MATSUSHITA ELECTRIC IND CO
LTD

(22)Date of filing : 24.06.1999

(72)Inventor : NARASAKI KAZUNARI
IJIMA TOMOKUNI
TAZAWA TORU
TSUCHIYAMA YOSHIRO
MARUYAMA YUKINORI

(30)Priority

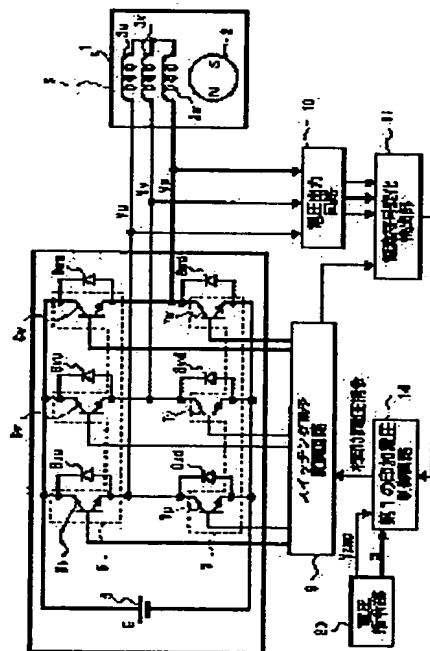
Priority number : 10195396 Priority date : 10.07.1998 Priority country : JP

(54) CONTROL DEVICE FOR MOTOR AND MOTOR UNIT HAVING THE SAME

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide the control device for a motor and a motor unit having this control device, capable of highly efficiently performing continuous conduction or wide-angle conduction, without providing a current sensor and capable of suppressing vibration.

SOLUTION: A control device for this motor and a motor unit having this control device are constituted, such that terminal voltage during a dead time period for the switching element of the same phase is detected by a voltage output circuit 10, a current code change detection part 11 detects when a code of a phase current is changed from the detected terminal voltage. and a first applied voltage control circuit 14 inputs a phase voltage applying command to a switching element modulation circuit 9, based on a phase of current code change timing output from the current code change detection part 11 and phase applied voltage.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 31.03.2003

[Date of sending the examiner's decision of rejection] 26.07.2005

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of

BEST AVAILABLE COPY

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号
特開2000-83397
(P2000-83397A)

(43)公開日 平成12年3月21日(2000.3.21)

(51)Int.Cl.
H 0 2 P 6/18

識別記号

F I
H 0 2 P 6/02

フィード(参考)

3 7 1 S

審査請求 未請求 請求項の数18 O L (全 32 頁)

(21)出願番号 特願平11-178735

(22)出願日 平成11年6月24日(1999.6.24)

(31)優先権主張番号 特願平10-195396

(32)優先日 平成10年7月10日(1998.7.10)

(33)優先権主張国 日本 (J P)

(71)出願人 000005821

松下電器産業株式会社

大阪府門真市大字門真1006番地

(72)発明者 橘崎 和成

大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器
産業株式会社内

(72)発明者 飯島 友邦

大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器
産業株式会社内

(74)代理人 100062926

弁理士 東島 隆治

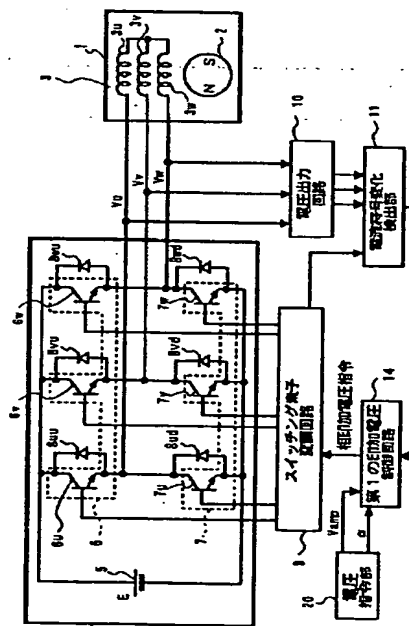
最終頁に続く

(54)【発明の名称】 モータの制御装置及びその制御装置を有するモータユニット

(57)【要約】

【課題】 本発明は、電流センサを設けることなく高効率で連続通電あるいは広角通電を行うことができ、振動を抑制することのできるモータの制御装置及びその制御装置を有するモータユニットを提供すること。

【解決手段】 本発明のモータの制御装置及びその制御装置を有するモータユニットは、同一相のスイッチング素子のデッドタイム期間中の端子電圧を電圧出力回路10により検出し、電流符号変化検出部11が検出された端子電圧から相電流の符号が変化したときを検出し、電流符号変化検出部11から出力された電流符号変化タイミングと相印加電圧との位相に基づいて第1の印加電圧制御回路14がスイッチング素子変調回路9に相印加電圧指令を入力するよう構成されている。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 モータの各相のコイルへの電流路を形成する複数のスイッチング素子を有する上側スイッチング素子群、

前記モータの各相コイルからの電流路を形成する複数のスイッチング素子を有する下側スイッチング素子群、

前記上側スイッチング素子群と前記下側スイッチング素子群の各スイッチング素子に逆並列に接続された複数のダイオード、

前記上側スイッチング素子群と前記下側スイッチング素子群に対して同一相のスイッチング素子の導通と遮断の切り換え動作を同時遮断期間を有して行わせる導通・遮断信号を出力し、前記モータの各相コイルに電圧を印加するスイッチング素子変調手段、

前記上側スイッチング素子群と前記下側スイッチング素子群における各相のスイッチング素子間に接続された各相コイルの端子電圧値を検出し出力する電圧出力手段、前記スイッチング素子変調手段の導通・遮断信号と前記電圧出力手段により検出された端子電圧値から相電流の符号変化のタイミングを検出し、電流符号変化タイミング信号を出力する少なくとも 1 つの電流符号変化検出手段、及び前記電流符号変化タイミング信号と各相コイルの印加電圧値に基づいて前記スイッチング素子変調手段に相印加電圧指令を出力する第 1 の印加電圧制御手段、を具備することを特徴とするモータの制御装置。

【請求項 2】 前記第 1 の印加電圧制御手段が、相印加電圧指令の符号が変化するときと電流符号変化検出手段により検出された相電流の符号が変化するときとの位相差が設定された位相差となるよう前記スイッチング素子変調手段に対して前記モータのロータ位置に応じた相印加電圧指令を出力することを特徴とする請求項 1 に記載のモータの制御装置。

【請求項 3】 前記第 1 の印加電圧制御手段が、相印加電圧指令の符号が変化するときと電流符号変化検出手段により検出された相電流の符号が変化するときとの位相差と、前記位相差と設定された基準位相差と、位相誤差ゲインとに基づいて電圧周波数をフィードバック制御する場合において、電圧周波数を進める時に電圧周波数を遅らせる時よりも前記位相誤差ゲインを小さく設定して電圧周波数を演算して相印加電圧指令を作成し、前記スイッチング素子変調手段に対してモータのロータ位置に応じた前記相印加電圧指令を出力することを特徴とする請求項 1 に記載のモータの制御装置。

【請求項 4】 モータの各相のコイルへの電流路を形成する複数のスイッチング素子を有する上側スイッチング素子群、

前記モータの各相コイルからの電流路を形成する複数のスイッチング素子を有する下側スイッチング素子群、

前記上側スイッチング素子群と前記下側スイッチング素子群の各スイッチング素子に逆並列に接続された複数の

ダイオード、

前記上側スイッチング素子群と前記下側スイッチング素子群に対して同一相のスイッチング素子の導通と遮断の切り換え動作を同時遮断期間を有して行わせる導通・遮断信号を出力し、前記モータの各相コイルに電圧を印加するスイッチング素子変調手段、

前記上側スイッチング素子群と前記下側スイッチング素子群における各相のスイッチング素子間に接続された各相コイルの端子電圧値を検出し出力する電圧出力手段、前記スイッチング素子変調手段の導通・遮断信号と前記電圧出力手段により検出された端子電圧値から相電流の符号変化のタイミングを検出し、電流符号変化タイミング信号を出力する少なくとも 1 つの電流符号変化検出手段、

前記電流符号変化検出手段により相電流の符号変化が検出されたときに該当する相の前記上側スイッチング素子と前記下側スイッチング素子を所定期間遮断する遮断制御期間を設定し出力する第 1 の遮断期間指令手段、

前記遮断制御期間の遮断制御信号が出力されているとき、前記電圧出力手段からの出力電圧に基づき誘起電圧情報を検出する誘起電圧検出手段、及び前記誘起電圧情報と前記第 1 の遮断期間指令手段から出力された前記遮断制御期間に基づいて、前記スイッチング素子変調手段に導通・遮断制御信号と相印加電圧指令を出力する第 2 の印加電圧制御手段、

を具備することを特徴とするモータの制御装置。

【請求項 5】 モータの各相のコイルへの電流路を形成する複数のスイッチング素子を有する上側スイッチング素子群、

前記モータの各相コイルからの電流路を形成する複数のスイッチング素子を有する下側スイッチング素子群、

前記上側スイッチング素子群と前記下側スイッチング素子群の各スイッチング素子に逆並列に接続された複数のダイオード、

前記上側スイッチング素子群と前記下側スイッチング素子群に対して同一相のスイッチング素子の導通と遮断の切り換え動作を同時遮断期間を有して行わせる導通・遮断信号を出力し、前記モータの各相コイルに電圧を印加するスイッチング素子変調手段、

前記上側スイッチング素子群と前記下側スイッチング素子群における各相のスイッチング素子間に接続された各相コイルの端子電圧値を検出し出力する電圧出力手段、同一相の前記上側スイッチング素子と前記下側スイッチング素子が遮断制御信号に従って遮断された後に電圧出力手段から出力された前記端子電圧値に基づいて、相電流が零となり誘起電圧を検出できる状態であることを示す電流零信号を出力する電流零判断手段、

前記電流零判断手段から電流零信号が入力されたとき、前記同一相以外の前記上側スイッチング素子と前記下側スイッチング素子のスイッチング状態に基づき前記電圧

出力手段から出力された前記端子電圧値に基づき誘起電圧情報を検出し出力する誘起電圧検出手段、及び前記誘起電圧検出手段から前記誘起電圧情報が出力された後、直ちに遮断されていた相を導通する導通制御信号をスイッチング素子変調手段に出力して全ての相のスイッチング動作を行わせるとともに、前記誘起電圧情報に基づいて前記スイッチング素子変調手段に導通・遮断制御信号と相印加電圧指令を出力する第3の印加電圧制御手段、を具備することを特徴とするモータの制御装置。

【請求項6】 前記誘起電圧検出手段は、遮断制御信号が出力されているときに前記電圧出力手段から得られた誘起電圧を予め決められた基準値と比較し、その比較結果情報を出力するよう構成された請求項4又は請求項5に記載のモータの制御装置。

【請求項7】 前記誘起電圧検出手段は、遮断制御信号が出力されているときに前記電圧出力手段から得られた誘起電圧を基準値と比較し、前記基準値が誘起電圧のオフセットを検出できるよう変更可能であり、前記変更された基準値と前記誘起電圧とを比較してその比較結果情報を出力するよう構成されたことを特徴とする請求項4又は請求項5に記載のモータの制御装置。

【請求項8】 前記誘起電圧検出手段は、遮断制御信号が出力されているときに前記電圧出力手段から得られた誘起電圧のアナログ値を出力するよう構成されたことを特徴とする請求項4又は請求項5に記載のモータの制御装置。

【請求項9】 モータの各相のコイルへの電流路を形成する複数のスイッチング素子を有する上側スイッチング素子群、
前記モータの各相コイルからの電流路を形成する複数のスイッチング素子を有する下側スイッチング素子群、
前記上側スイッチング素子群と前記下側スイッチング素子群の各スイッチング素子に逆並列に接続された複数のダイオード、
前記上側スイッチング素子群と前記下側スイッチング素子群に対して同一相のスイッチング素子の導通と遮断の切り換え動作を同時遮断期間を有して行わせる導通・遮断信号を出力し、前記モータの各相コイルに電圧を印加するスイッチング素子変調手段、
前記上側スイッチング素子群と前記下側スイッチング素子群における各相のスイッチング素子間に接続された各相コイルの端子電圧値を検出し出力する電圧出力手段、
前記スイッチング素子変調手段の導通・遮断信号と前記電圧出力手段により検出された端子電圧値から相電流の符号変化のタイミングを検出し、電流符号変化タイミング信号を出力する少なくとも1つの電流符号変化検出手段、
前記電流符号変化タイミング信号と各相コイルの印加電圧値に基づいて前記スイッチング素子変調手段に相印加電圧指令を出力する第1の印加電圧制御手段、

同一相の前記上側スイッチング素子と前記下側スイッチング素子を相電流値に係わらず連続して遮断する遮断制御期間を設定し出力する第2の遮断期間指令手段、

前記遮断制御期間の遮断制御信号が出力されている期間に前記電圧出力手段からの出力電圧に基づいて誘起電圧情報を検出し出力する誘起電圧検出手段、及び前記誘起電圧検出手段から出力された前記誘起電圧情報の誘起電圧を2値化して誘起電圧タイミング信号を形成し、前記誘起電圧タイミング信号と前記第2の遮断期間指令手段からの遮断制御期間に基づいて前記スイッチング素子変調手段に導通・遮断制御信号と相印加電圧指令を出力する第4の印加電圧制御手段を具備し、

前記モータの速度あるいは速度変化が大きい場合には前記第4の印加電圧制御手段が前記スイッチング素子変調手段を制御し、前記モータの速度あるいは速度変化が小さい場合には前記第1の印加電圧制御手段により前記スイッチング素子変調手段を制御するよう構成されたことを特徴とするモータの制御装置。

【請求項10】 モータの各相のコイルへの電流路を形成する複数のスイッチング素子を有する上側スイッチング素子群、

前記モータの各相コイルからの電流路を形成する複数のスイッチング素子を有する下側スイッチング素子群、

前記上側スイッチング素子群と前記下側スイッチング素子群の各スイッチング素子に逆並列に接続された複数のダイオード、

前記上側スイッチング素子群と前記下側スイッチング素子群に対して同一相のスイッチング素子の導通と遮断の切り換え動作を同時遮断期間を有して行わせる導通・遮断信号を出力し、前記モータの各相コイルに電圧を印加するスイッチング素子変調手段、

前記上側スイッチング素子群と前記下側スイッチング素子群における各相のスイッチング素子間に接続された各相コイルの端子電圧値を検出し出力する電圧出力手段、
前記スイッチング素子変調手段の導通・遮断信号と前記電圧出力手段により検出された端子電圧値から相電流の符号変化のタイミングを検出し、電流符号変化タイミング信号を出力する少なくとも1つの電流符号変化検出手段、

前記電流符号変化検出手段により電流符号の変化が検出されたとき該当する相の前記上側スイッチング素子と前記下側スイッチング素子を遮断する遮断制御期間を設定し出力する第1の遮断期間指令手段、

前記遮断制御期間に遮断制御信号が出力されているとき前記電圧出力手段からの出力電圧に基づいて誘起電圧情報を検出する誘起電圧検出手段、

前記誘起電圧情報と第1の遮断期間指令手段から出力された前記遮断制御期間に基づいて前記スイッチング素子変調手段に導通・遮断制御信号と相印加電圧指令を出力する第2の印加電圧制御手段、

同一相の前記上側スイッチング素子と前記下側スイッチング素子を相電流に係わらず連続して遮断する遮断制御期間を設定し出力する第2の遮断期間指令手段、及び前記誘起電圧検出手段から出力された前記誘起電圧情報の誘起電圧を2値化した誘起電圧タイミング信号と第2の遮断期間指令手段からの前記遮断制御期間に基づいて前記スイッチング素子変調手段に導通・遮断制御信号と印加電圧指令を出力する第4の印加電圧制御手段を具備し、

前記モータの速度あるいは速度変化が大きい場合には前記第4の印加電圧制御手段が前記スイッチング素子変調手段を制御し、前記モータの速度あるいは速度変化が小さい場合には前記第2の印加電圧制御手段が前記スイッチング素子変調手段を制御するよう構成されたことを特徴とするモータの制御装置。

【請求項11】 前記第1の遮断期間指令手段は、電流符号変化検出手段により電流符号変化が検出されたとき、該当する相の上側スイッチング素子と下側スイッチング素子を遮断する遮断制御期間が複数回のスイッチング周期に設定されることを特徴とする請求項4又は請求項10に記載のモータの制御装置。

【請求項12】 前記電流符号変化検出手段が、同一相の上側スイッチング素子と下側スイッチング素子の同時遮断期間中において、電圧出力手段により検出された端子電圧から相電流の符号変化を検出するよう構成されたことを特徴とする請求項1、請求項4、請求項9、又は請求項10に記載のモータの制御装置。

【請求項13】 前記電流符号変化検出手段が、前記電圧出力手段から出力された端子電圧のハイレベルあるいはロウレベルである期間と、スイッチング素子変調手段から出力された対応するスイッチング素子の導通指令期間あるいは遮断指令期間の少なくとも一つの期間とを比較して相電流の符号変化を検出するよう構成されたことを特徴とする請求項1、請求項4、請求項9、又は請求項10に記載のモータの制御装置。

【請求項14】 前記スイッチング素子変調手段が、次に相電流の符号が変化する相のみの上側スイッチング素子と下側スイッチング素子の導通・遮断周波数を他の相のスイッチング素子の導通・遮断周波数よりも多く設定するよう構成されたことを特徴とする請求項1、請求項4、請求項9、又は請求項10に記載のモータの制御装置。

【請求項15】 永久磁石を有するロータ、複数相のコイルを有するステータ、各相のコイルへの電流路を形成する複数のスイッチング素子を有する上側スイッチング素子群、前記各相コイルからの電流路を形成する複数のスイッチング素子を有する下側スイッチング素子群、前記上側スイッチング素子群と前記下側スイッチング素子群の各スイッチング素子に逆並列に接続された複数の

ダイオード、

前記上側スイッチング素子群と前記下側スイッチング素子群に対して同一相のスイッチング素子の導通と遮断の切り換え動作を同時遮断期間を有して行わせる導通・遮断信号を出力し、前記各相コイルに電圧を印加するスイッチング素子変調手段、

前記上側スイッチング素子群と前記下側スイッチング素子群における各相のスイッチング素子間に接続された各相コイルの端子電圧値を検出し出力する電圧出力手段、前記スイッチング素子変調手段の導通・遮断信号と前記電圧出力手段により検出された端子電圧値から相電流の符号変化のタイミングを検出し、電流符号変化タイミング信号を出力する少なくとも一つの電流符号変化検出手段、及び前記電流符号変化タイミング信号と各相コイルの印加電圧値に基づいて前記スイッチング素子変調手段に相印加電圧指令を出力する第1の印加電圧制御手段、を具備することを特徴とするモータユニット。

【請求項16】 前記電流符号変化検出手段が、同一相の上側スイッチング素子と下側スイッチング素子の同時遮断期間中において、電圧出力手段により検出された端子電圧から相電流の符号変化を検出するよう構成されたことを特徴とする請求項15に記載のモータユニット。

【請求項17】 前記電流符号変化検出手段が、前記電圧出力手段から出力された端子電圧のハイレベルあるいはロウレベルである期間と、スイッチング素子変調手段から出力された対応するスイッチング素子の導通指令期間あるいは遮断指令期間の少なくとも一つの期間とを比較して相電流の符号変化を検出するよう構成されたことを特徴とする請求項15に記載のモータユニット。

【請求項18】 前記スイッチング素子変調手段が、次に相電流の符号が変化する相のみの上側スイッチング素子と下側スイッチング素子の導通・遮断周波数を他の相のスイッチング素子の導通・遮断周波数よりも多く設定するよう構成されたことを特徴とする請求項5に記載のモータユニット。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明はモータの相電流の状態を電流センサを用いずに検知してモータへの印加電圧を制御するモータの制御装置及びその制御装置を有するモータユニットに関する。

【0002】

【従来の技術】 従来のモータの制御装置について、二つの例を用いてその概略を以下に説明する。

(1) 従来のモータの制御装置としては、複数のスイッチング素子と、各スイッチング素子に並列に接続された環流ダイオードとを三相のブリッジに構成したインバータがある。このインバータに接続されるモータは、エンコーダなどの位置センサが設けられていない。このように構成された従来の制御装置においては、上側スイッ

ング素子と下側スイッチング素子の両方を遮断状態（オフ）として通電しない状態を形成し、電流が零になる電気角60度の期間を設けている。このように、電流が零となる期間を設けることにより、ロータの磁極により誘起される誘起電圧を検出され得る状態となる。検出された誘起電圧はある設定値と比較され、その比較結果に基づき、ロータの位置が検出される。このように検出されたロータの位置により、この従来の制御装置は相印加電圧の切り替えを行っていた。この従来技術は、6ステップ駆動あるいは120度通電と言われる通電方式であり、ステータのコイルに流れる電流波形は矩形波状となる。このような従来技術としては、特開平2-32790号公報、特開昭61-112590号公報、及び特公昭59-25038号公報等などに開示された技術がある。

【0003】(2) モータの制御装置に関する別の従来技術としては、電気学会論文集D、115巻、420頁（1995年4月）[T. IEE Japan, Vol. 115-D, No. 4, 1995] や電気学会論文集D、110巻、1193頁（1990年11月）[T. IEE Japan, Vol. 110-D, No. 11, 1990] に記載されたものがある。この2番目の従来技術は、電流の零期間を形成して誘起電圧を検出するものではなく、また、位置センサを用いてロータの位置を直接的に検出するものでもない。2番目の従来技術は、各コイルに流れる電流を検出する電流センサを設け、この電流センサにより検出された電流値と指令電圧値とを用いてモータに関する理論式から随時ロータ位置 θ を推定する方式である。推定された位置 θ を用いて180度の通電指令波形を作成し、連続した180度（正弦波）通電駆動が行われる。

【0004】次に、前述の(1)項で述べた1番目の従来技術について詳細に説明する。図20は従来のモータの制御装置の構成を示すブロック図である。図20において、モータ100はステータ（図示せず）とロータ200を有している。各ステータには相電流が流れるコイル300が巻回されている。ステータのコイル300は、u相コイル300u、v相コイル300v、w相コイル300wから構成されている。ロータ200の表面には永久磁石が配設されている。各コイル300はインバータ400に接続されており、各コイル300に印加される相電圧が制御されている。

【0005】図20に示すように、インバータ400は、直流電源50と、三相ブリッジに構成された上側スイッチング素子群60（61u、61v、61w）と下側スイッチング素子群70（71u、71w、71w）とを有している。また、インバータ400には、上側スイッチング素子群60と下側スイッチング素子群70における各スイッチング素子61u、61v、61w、71u、71w、71wに並列に接続されたダイオード81u、81v、81w、82u、82v、82wが設け

られている。上側スイッチング素子群60と下側スイッチング素子群70は、スイッチング素子変調回路109に接続されており、このスイッチング素子変調回路109により制御されている。また、従来の制御装置には、抵抗体で構成された電圧出力回路110、コイル300に誘起される誘起電圧を検出する誘起電圧検出回路113d、電圧指令部120、第2の遮断期間指令部150、及び第4の印加電圧制御回路152が設けられている。

【0006】モータ100を駆動制御するインバータ400には、正側がE[V]、負側が0[V]の直流電源50が設けられている。上側スイッチング素子群60は直流電源50から3相（u相、v相、w相）のコイル300への電流路を形成している。また、下側スイッチング素子群70は3相のコイル300から直流電源50への電流帰路を形成している。各ダイオード81u、81v、81w、82u、82v、82wは各スイッチング素子と逆方向で並列に接続されている。

【0007】次に、上記のように構成された従来の制御装置の動作について詳細に説明する。スイッチング素子変調回路109は、上側スイッチング素子群60と下側スイッチング素子群70に対して導通（オン）指令信号又は遮断（オフ）指令信号を与えることにより、各相のコイル300（300u、300v、300w）への通電電圧を制御する。

【0008】図21は、従来の制御装置におけるスイッチング素子のタイミングと印加電圧を示す波形図である。図21における(a)～(f)は、上側スイッチング素子群60（61u、61v、61w）と下側スイッチング素子群70（71u、71w、71w）に対する導通（オン）、遮断（オフ）の指令信号を示している。図21の(a)～(f)において“ハイレベル”がオン状態、“ロウレベル”がオフ状態を示す。従って、期間T1は上側スイッチング素子61uがパルス幅変調（PWM）でスイッチングのオン・オフを繰り返し、下側スイッチング素子71vがオン状態である。このとき、他のスイッチング素子61v、61w、71u、71wはオフ状態となっている。この結果、u相の上側スイッチング素子61uとv相の下側スイッチング素子71vが導通し、ステータのu相のコイル300uからv相のコイル300vに電流が流れる。

【0009】同様に期間T2は上側スイッチング素子61uがPWMのスイッチングによりオン・オフを繰り返し、下側スイッチング素子71wがオン状態である。このとき、他のスイッチング素子61v、61w、71u、71vはオフ状態となっている。この結果、u相のコイル300uからw相のコイル300wに電流が流れる。同様に、期間T3においてはコイル300vからコイル300wへ、T4期間においてはコイル300vからコイル300uへ、期間T5においてはコイル300

wからコイル300uへ、期間T6においてはコイル300wからコイル300vへ電流が流れる。

【0010】上記のように、期間T1～T6の導通（オン）、遮断（オフ）のタイミングをを繰り返して、電気角60度毎に通電する相を制御し、ロータ200を回転させる。この場合、各コイル300u、300v、300wに流れる電流は、位相が電気角120°ずつ異なる電流波形となる。図22はその時の相に誘起される相誘起電圧と相に流れる相電流波形を示す波形図である。図21に示す期間T1の開始から期間T3の終了までの間は、電気角180度期間を表している。図21に示した制御システムは、各相において電気角180度の期間中の120度期間で電圧を印加する指令が与えられている。従って、この制御システムは、120度通電と呼ばれる。あるいは電気角360度のうち60度毎に通電する相を切り替えるため6ステップ駆動とも呼ばれる。このような通電制御期間と遮断制御期間は第2の遮断期間指令部150（図20）により予め与えられている。

【0011】次に、従来のモータの制御装置において、各期間T1～T6を切り替えるタイミング信号を得る方法について説明する。まず、電圧出力回路110は各相の上側スイッチング素子61u、61v、61wと下側スイッチング素子71u、71v、71wとの間のコイル300への電流の入出力端子に印加されている電圧（Vu、Vv、Vw）を検出する。図21の（g）、（h）、及び（i）は、コイル300の各相の端子電圧Vu、Vv、Vwを示す波形図である。期間T1の各々の端子電圧について述べる。u相の端子電圧Vuは上側スイッチング素子61uがオンの時は、ほぼ直流電源5の電圧E[V]となる。一方、上側スイッチング素子61uがオフの時は、ダイオード82uを通して電流が流れるため端子電圧Vuは0[V]となる。期間T1において、v相の端子電圧Vvは下側スイッチング素子71vがオンのためほぼ0[V]となる。

【0012】コイル300wにはT1期間の最初において、ダイオード82wを通して電流が流れる。その期間のw相の端子電圧Vwは0[V]になる。そして電流が零になった後、上側スイッチング素子61uがオンである場合にはw相に誘起電圧が現れる。この時、誘起電圧が検出可能な状態となる。なお、上側スイッチング素子61uがオフの時は誘起電圧の検出はできない。従って、通電を遮断し電流を零にするために電気角60度の遮断制御期間を設けることにより、ロータ200の回転による誘起電圧が検出可能となる。上側スイッチング素子61uがオンである場合の端子電圧Vwは、ロータ200の回転に伴って変化していく。従って、端子電圧を検出することにより、ロータ200の回転位置を検出することが可能となる。なお、T1区間のw相の誘起電圧をewとすると、 $3ew/2 + E/2$ の電圧が端子電圧として出力される。誘起電圧とロータ200の回転位置と

関係については、前述の特開平2-32790号公報等に詳しく記載されている。

【0013】上記のように検出された誘起電圧に基づき、各コイル300に対する通電タイミングは次のように制御される。以下、瞬時に誘起電圧を検出するデジタル方式について具体的に説明する。期間T1において、出力されたw相の誘起電圧（ew）と予め設定された基準電圧（ $E/2$ ）が比較される。誘起電圧（ew）が基準電圧（ $E/2$ ）と交差したとき、誘起電圧検出回路113dは零クロス信号を出力する。この零クロス信号の出力タイミングから電圧進み角 α が0度である場合には、その零クロス信号の出力タイミングから電気角で30度進んだタイミングを次の転流タイミングとして期間T2の開始点に決定する。実際には各コイル300における端子電圧は、抵抗体により分圧されている。その分圧された誘起電圧がその分圧された誘起電圧に対応する基準電圧と比較される。誘起電圧との比較の結果、出力された零クロス信号はコンピュータに入力され処理される。なお、電気角で30度進んだタイミングは現在の速度からコンピュータ内のタイマによって容易に演算される。以上のように、誘起電圧と基準電圧とを比較することにより、ロータ200の回転速度が速くなった場合には零クロス信号が早く出力される。その結果、通電すべき相の変更が出力された零クロス信号に従い早く行われる。このように誘起電圧を検出することにより、モータ100のロータ位置に応じたタイミングで電圧が印加される。

【0014】上記の従来技術をまとめると、第4の印加電圧制御回路152からw相のスイッチング素子の遮断制御信号が出力されると、誘起電圧検出回路113dはスイッチング素子変調回路109から出力された他の相のスイッチング信号と連動して電圧出力回路110から出力されたw相の端子電圧Vwを検出する。誘起電圧検出回路113dは、検出された誘起電圧が基準電圧と交差するとき零クロス信号を出力する。

【0015】次に、第4の印加電圧制御回路152は、誘起電圧検出回路113dからの零クロス信号と第2の遮断期間指令部150からの遮断指令期間60度に従い、所定のスイッチング素子のスイッチング許可・禁止を制御する導通・遮断制御信号をスイッチング素子変調回路109に対して出力する。例えば、電圧進み角 α が0度の場合、第4の印加電圧制御回路152はスイッチング素子変調回路109に対して電気角が30度進んだタイミングで下側スイッチング素子71vのスイッチング遮断制御信号と下側スイッチング素子71wのスイッチング導通制御信号を出力する。以上のように、第4の印加電圧制御回路152はモータ100が回転している場合に、期間T1から期間T6の転流タイミングを順次作成する。期間T2から期間T6においても前述と同様に通電すべき相が変化するが、前述の制御方法と同じ制

御方法により、転流のタイミングを検出することができ、第4の印加電圧制御回路152は、各相に対してT1～T6の個々のタイミングで導通・遮断制御信号をスイッチング素子変調回路109に出力する。そして、スイッチング素子変調回路109は導通制御信号が入力される場合のみPWM周期で導通・遮断信号を出力し、スイッチング素子の実際の導通・遮断動作を行う。このため、第4の印加電圧制御回路152はスイッチング素子に対してスイッチング素子変調回路109より上位の制御を行っている。従って、第4の印加電圧制御回路152は、図21の(a)のT1期間、T2期間では導通制御信号を常に出力しているが、スイッチング素子61uを常にT1期間、T2期間において導通状態にするわけではない。以下の説明において、第4の印加電圧制御回路152からは導通・遮断制御信号をスイッチング素子変調回路109へ出力し、スイッチング素子変調回路109からはPWM周期で導通・遮断信号をインバータ400の各スイッチング素子へ出力する。また、誘起電圧検出回路113dから順次出力される零クロス信号の間隔により、ロータの回転速度が検出される。電圧指令部120は、検出された回転速度と目標速度との差の比例積分動作により、相電圧指令Vhを作成し出力する(図示省略)。また、電圧指令部120は検出された回転速度に基づき電圧進み角 α を出力する。

【0016】次に、電圧指令部120から出力された相電圧指令Vhと電圧進み角 α は、第4の印加電圧制御回路152に入力される。第4の印加電圧制御回路152はスイッチング素子変調回路109に対して電気角60度毎の各スイッチング素子の導通・遮断制御信号や電気角60度毎の導通・遮断変更タイミング制御信号及び電気角60度毎にPWMスイッチングを行う場合の相電圧指令V_{sou}を出力する。そして、スイッチング素子変調回路109は、相電圧指令V_{sou}に従ったパルス幅変調動作や電気角60度毎の各スイッチング素子の導通・遮断動作を実際に実行し、モータ100の各コイル300に電圧を印加する。ここで、スイッチング素子変調回路109においては相電圧指令V_{sou}が大きければ、図21の(a)に示すT1期間のスイッチング素子6uのオンデューティT_{on}の幅が大きくなり、大きな電圧が印加される。以上のように、電流を流さない相を作成することにより、ロータ200の回転位置に対応した誘起電圧がモータ100の端子電圧に現われる。そして誘起電圧と基準電圧の零クロス位置を検出して、相の転流を行うことによりロータ200の回転位置に同期してモータを回転制御することが可能となる。60度という期間は、電流を零に戻し、またロータ200の位置変化が大きくても、誘起電圧の零クロス位置を検出するために必要である。

【0017】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、上記の

ような従来の構成では、図21に示したように、各コイル300における誘起電圧を検出するために、u相においては期間T3と期間T6がスイッチング素子61u、71uに通電しない期間であり、v相においては期間T2と期間T5が通電しない期間であり、w相においては期間T1と期間T4が通電しない期間、即ち60度遮断する期間を強制的に形成する必要がある。この結果、従来の制御装置においては、120度通電とならざるをえず、180度の連続通電あるいは120度より広い広角通電が不可能であった。図22は従来の制御装置による120度通電における相誘起電圧と相電流を示す波形図である。従来の制御装置においては、相電流が図22に示す波形となりトルクリップルが大きくなる。このため、モータ100は振動が多くなり、効率が低下するという問題があった。

【0018】上記問題を解決する装置として、前述の従来技術欄の(2)項で述べた従来技術がある。この従来技術は、各コイルに流れる電流を直接的に検出する電流センサを別に設け、この電流センサにより検出された電流値と指令電圧値とを用いてモータの理論式から随時ロータ位置 θ を推定するものである。この従来技術の制御装置は、推定されたロータ位置 θ により連続した電圧指令を作成して180度(正弦波)通電駆動を行う方式である。この方式は非通電期間がないため前述の問題は解決しているが、電流センサを設ける必要があるためコストが高くなるという問題があった。従って、従来の制御装置においては、電流センサを設けることなく高効率に連続通電あるいは広角通電を行うことはできなかった。

【0019】本発明は、上記従来技術の問題点を解決し、電流センサを設けることなく高効率で連続通電あるいは広角通電を行うことができ、振動を抑制することのできるモータの制御装置及びその制御装置を有するモータユニットを提供することを目的とするものがある。

【0020】

【課題を解決するための手段】上記の目的を達成するために、本発明に係るモータの制御装置は、モータの各相のコイルへの電流路を形成する複数のスイッチング素子を有する上側スイッチング素子群、前記モータの各相コイルからの電流路を形成する複数のスイッチング素子を有する下側スイッチング素子群、前記上側スイッチング素子群と前記下側スイッチング素子群の各スイッチング素子に逆並列に接続された複数のダイオード、前記上側スイッチング素子群と前記下側スイッチング素子群に対して同一相のスイッチング素子の導通と遮断の切り換え動作を同時遮断期間を有して行わせる導通・遮断信号を出力し、前記モータの各相コイルに電圧を印加するスイッチング素子変調手段、前記上側スイッチング素子群と前記下側スイッチング素子群における各相のスイッチング素子間に接続された各相コイルの端子電圧値を検出し出力する電圧出力手段、前記スイッチング素子変調手段

の導通・遮断信号と前記電圧出力手段により検出された端子電圧値から相電流の符号変化のタイミングを検出し、電流符号変化タイミング信号を出力する少なくとも1つの電流符号変化検出手段、及び前記電流符号変化タイミング信号と各相コイルの印加電圧値に基づいて前記スイッチング素子変調手段に相印加電圧指令を出力する第1の印加電圧制御手段を具備する。上記のように構成されたモータの制御装置は、電流センサを設けることなく高効率で連続通電を行うことができる。

【0021】他の観点の発明におけるモータの制御装置は、モータの各相のコイルへの電流路を形成する複数のスイッチング素子を有する上側スイッチング素子群、前記モータの各相コイルからの電流路を形成する複数のスイッチング素子を有する下側スイッチング素子群、前記上側スイッチング素子群と前記下側スイッチング素子群の各スイッチング素子に逆並列に接続された複数のダイオード、前記上側スイッチング素子群と前記下側スイッチング素子群に対して同一相のスイッチング素子の導通と遮断の切り換え動作を同時遮断期間を有して行わせる導通・遮断信号を出力し、前記モータの各相コイルに電圧を印加するスイッチング素子変調手段、前記上側スイッチング素子群と前記下側スイッチング素子群における各相のスイッチング素子間に接続された各相コイルの端子電圧値を検出し出力する電圧出力手段、前記スイッチング素子変調手段の導通・遮断信号と前記電圧出力手段により検出された端子電圧値から相電流の符号変化のタイミングを検出し、電流符号変化タイミング信号を出力する少なくとも1つの電流符号変化検出手段、前記電流符号変化検出手段により相電流の符号変化が検出されたときに該当する相の前記上側スイッチング素子と前記下側スイッチング素子を所定期間遮断する遮断制御期間を設定し出力する第1の遮断期間指令手段、前記遮断制御期間の遮断制御信号が出力されているとき、前記電圧出力手段からの出力電圧に基づき誘起電圧情報を検出する誘起電圧検出手段、及び前記誘起電圧情報と前記第1の遮断期間指令手段から出力された前記遮断制御期間に基づいて、前記スイッチング素子変調手段に導通・遮断制御信号と相印加電圧指令を出力する第2の印加電圧制御手段を具備する。上記のように構成されたモータの制御装置は、電流センサを設けることなく高効率で広角通電を行うことができる。

【0022】他の観点の発明におけるモータの制御装置は、モータの各相のコイルへの電流路を形成する複数のスイッチング素子を有する上側スイッチング素子群、前記モータの各相コイルからの電流路を形成する複数のスイッチング素子を有する下側スイッチング素子群、前記上側スイッチング素子群と前記下側スイッチング素子群の各スイッチング素子に逆並列に接続された複数のダイオード、前記上側スイッチング素子群と前記下側スイッチング素子群に対して同一相のスイッチング素子の導通

と遮断の切り換え動作を同時遮断期間を有して行わせる導通・遮断信号を出力し、前記モータの各相コイルに電圧を印加するスイッチング素子変調手段、前記上側スイッチング素子群と前記下側スイッチング素子群における各相のスイッチング素子間に接続された各相コイルの端子電圧値を検出し出力する電圧出力手段、同一相の前記上側スイッチング素子と前記下側スイッチング素子が遮断制御信号に従って遮断された後に電圧出力手段から出力された前記端子電圧値に基づいて、相電流が零となり誘起電圧を検出できる状態であることを示す電流零信号を出力する電流零判断手段、前記電流零判断手段から電流零信号が入力されたとき、前記同一相以外の前記上側スイッチング素子と前記下側スイッチング素子のスイッチング状態に基づき前記電圧出力手段から出力された前記端子電圧値に基づき誘起電圧情報を検出し出力する誘起電圧検出手段、及び前記誘起電圧検出手段から前記誘起電圧情報が出力された後、直ちに遮断されていた相を導通する導通制御信号をスイッチング素子変調手段に出力して全ての相のスイッチング動作を行わせるとともに、前記誘起電圧情報に基づいて前記スイッチング素子変調手段に導通・遮断制御信号と相印加電圧指令を出力する第3の印加電圧制御手段を具備する。上記のように構成されたモータの制御装置は、電流センサを設けることなく高効率で広角通電を行うことができる。

【0023】他の観点の発明におけるモータの制御装置は、モータの各相のコイルへの電流路を形成する複数のスイッチング素子を有する上側スイッチング素子群、前記モータの各相コイルからの電流路を形成する複数のスイッチング素子を有する下側スイッチング素子群、前記上側スイッチング素子群と前記下側スイッチング素子群の各スイッチング素子に逆並列に接続された複数のダイオード、前記上側スイッチング素子群と前記下側スイッチング素子群に対して同一相のスイッチング素子の導通と遮断の切り換え動作を同時遮断期間を有して行わせる導通・遮断信号を出力し、前記モータの各相コイルに電圧を印加するスイッチング素子変調手段、前記上側スイッチング素子群と前記下側スイッチング素子群における各相のスイッチング素子間に接続された各相コイルの端子電圧値を検出し出力する電圧出力手段、前記スイッチング素子変調手段の導通・遮断信号と前記電圧出力手段により検出された端子電圧値から相電流の符号変化のタイミングを検出し、電流符号変化タイミング信号を出力する少なくとも1つの電流符号変化検出手段、前記電流符号変化タイミング信号と各相コイルの印加電圧値に基づいて前記スイッチング素子変調手段に相印加電圧指令を出力する第1の印加電圧制御手段、同一相の前記上側スイッチング素子と前記下側スイッチング素子を相電流値に係わらず連続して遮断する遮断制御期間を設定し出力する第2の遮断期間指令手段、前記遮断制御期間の遮断制御信号が出力されている期間に前記電圧出力手段か

らの出力電圧に基づいて誘起電圧情報を検出し出力する誘起電圧検出手段、及び前記誘起電圧検出手段から出力された前記誘起電圧情報の誘起電圧を2値化して誘起電圧タイミング信号を形成し、前記誘起電圧タイミング信号と前記第2の遮断期間指令手段からの遮断制御期間に基づいて前記スイッチング素子変調手段に導通・遮断制御信号と相印加電圧指令を出力する第4の印加電圧制御手段を具備し、前記モータの速度あるいは速度変化が大きい場合には前記第4の印加電圧制御手段が前記スイッチング素子変調手段を制御し、前記モータの速度あるいは速度変化が小さい場合には前記第1の印加電圧制御手段により前記スイッチング素子変調手段を制御するよう構成されている。上記のように構成されたモータの制御装置は、電流センサを設けることなく高効率で連続通電を安定に行うことができ、振動を抑制することのできる。

【0024】他の観点の発明におけるモータの制御装置は、モータの各相のコイルへの電流路を形成する複数のスイッチング素子を有する上側スイッチング素子群、前記モータの各相コイルからの電流路を形成する複数のスイッチング素子を有する下側スイッチング素子群、前記上側スイッチング素子群と前記下側スイッチング素子群の各スイッチング素子に逆並列に接続された複数のダイオード、前記上側スイッチング素子群と前記下側スイッチング素子群に対して同一相のスイッチング素子の導通と遮断の切り換え動作を同時遮断期間を有して行わせる導通・遮断信号を出力し、前記モータの各相コイルに電圧を印加するスイッチング素子変調手段、前記上側スイッチング素子群と前記下側スイッチング素子群における各相のスイッチング素子間に接続された各相コイルの端子電圧値を検出し出力する電圧出力手段、前記スイッチング素子変調手段の導通・遮断信号と前記電圧出力手段により検出された端子電圧値から相電流の符号変化のタイミングを検出し、電流符号変化タイミング信号を出力する少なくとも1つの電流符号変化検出手段、前記電流符号変化検出手段により電流符号の変化が検出されたとき該当する相の前記上側スイッチング素子と前記下側スイッチング素子を遮断する遮断制御期間を設定し出力する第1の遮断期間指令手段、前記遮断制御期間に遮断制御信号が出力されているとき前記電圧出力手段からの出力電圧に基づいて誘起電圧情報を検出する誘起電圧検出手段、前記誘起電圧情報と第1の遮断期間指令手段から出力された前記遮断制御期間に基づいて前記スイッチング素子変調手段に導通・遮断制御信号と相印加電圧指令を出力する第2の印加電圧制御手段、同一相の前記上側スイッチング素子と前記下側スイッチング素子を相電流に係わらず連続して遮断する遮断制御期間を設定し出力する第2の遮断期間指令手段、及び前記誘起電圧検出手段から出力された前記誘起電圧情報の誘起電圧を2値化した誘起電圧タイミング信号と第2の遮断期間指令手段

からの前記遮断制御期間に基づいて前記スイッチング素子変調手段に導通・遮断制御信号と印加電圧指令を出力する第4の印加電圧制御手段を具備し、前記モータの速度あるいは速度変化が大きい場合には前記第4の印加電圧制御手段が前記スイッチング素子変調手段を制御し、前記モータの速度あるいは速度変化が小さい場合には前記第2の印加電圧制御手段が前記スイッチング素子変調手段を制御するよう構成されている。上記のように構成されたモータの制御装置は、電流センサを設けることなく高効率で広角通電を安定に行うことができ、振動を抑制することのできる。

【0025】本発明に係るモータユニットは、永久磁石を有するロータ、複数相のコイルを有するステータ、各相のコイルへの電流路を形成する複数のスイッチング素子を有する上側スイッチング素子群、前記各相コイルからの電流路を形成する複数のスイッチング素子を有する下側スイッチング素子群、前記上側スイッチング素子群と前記下側スイッチング素子群の各スイッチング素子に逆並列に接続された複数のダイオード、前記上側スイッチング素子群と前記下側スイッチング素子群に対する同一相のスイッチング素子の導通と遮断の切り換え動作を同時遮断期間を有して行わせる導通・遮断信号を出力し、前記各相コイルに電圧を印加するスイッチング素子変調手段、前記上側スイッチング素子群と前記下側スイッチング素子群における各相のスイッチング素子間に接続された各相コイルの端子電圧値を検出し出力する電圧出力手段、前記スイッチング素子変調手段の導通・遮断信号と前記電圧出力手段により検出された端子電圧値から相電流の符号変化のタイミングを検出し、電流符号変化タイミング信号を出力する少なくとも1つの電流符号変化検出手段、及び前記電流符号変化タイミング信号と各相コイルの印加電圧値に基づいて前記スイッチング素子変調手段に相印加電圧指令を出力する第1の印加電圧制御手段を具備する。上記のように構成されたモータユニットは、電流センサを設けることなく高効率で連続通電を行うことができ、振動を抑制することのできる。

【0026】

【発明の実施の形態】以下、本発明に係るモータの制御装置及びその制御装置を有するモータユニットの好適な実施例について添付の図面を用いて説明する。

《実施例1》図1はモータとその制御装置を有する実施例1のモータユニットの構成を示すブロック図である。図1において、モータ1はステータ（図示せず）とロータ2とを有している。各ステータには相電流が流れるコイル3が巻回されている。ステータのコイル3は、u相コイル3u、v相コイル3v、及びw相コイル3wから構成されている。ロータ2の表面には永久磁石が配設されている。各コイル3はインバータ4に接続されて、このインバータ4により各コイル3に印加される電圧が制御されている。

【0027】図1に示すように、インバータ4は、直流電源5と、三相ブリッジに構成された上側スイッチング素子群6（6u、6v、6w）と下側スイッチング素子群7（7u、7v、7w）を有している。また、インバータ4には、上側スイッチング素子群6と下側スイッチング素子群7における各スイッチング素子6u、6v、6w、7u、7v、7wに逆方向で並列に接続されたダイオード8uu、8vu、8wu、8ud、8vd、8wdが設けられている。上側スイッチング素子群6と下側スイッチング素子群7は、スイッチング素子変調手段であるスイッチング素子変調回路9に接続されており、このスイッチング素子変調回路9により制御されている。

【0028】また、実施例1のモータの制御装置には、抵抗体で分圧して各相の電圧に比例した電圧信号を出力する電圧出力手段である電圧出力回路10が設けられている。電圧出力回路10は各相の上側スイッチング素子6u、6v、6wと下側スイッチング素子7u、7v、7wとの間のコイル3への電流の入出力端子に印加される実際の電圧（Vu、Vv、Vw）を検出する。さらに、実施例1のモータの制御装置は、電圧出力回路10から各相の電圧信号が入力される電流符号変化検出手段である電流符号変化検出部11、電圧指令手段である電圧指令部20及び第1の印加電圧制御手段である第1の印加電圧制御回路14が設けられている。

【0029】モータ1を駆動制御するインバータ4の直流電源5は、正側がE[V]、負側が0[V]である。上側スイッチング素子群6は直流電源5から3相（u相、v相、w相）のコイル3への電流路を形成している。また、下側スイッチング素子群7は3相のコイル3から直流電源5への電流帰路を形成する。インバータ4に設けられている各ダイオード8uu、8vu、8wu、8ud、8vd、8wdは、各スイッチング素子6u、6v、6w、7u、7v、7wと逆並列に接続されている。

【0030】次に、上記のように構成された実施例1のモータの制御装置におけるスイッチング動作について詳細に説明する。図2はPWM（パルス幅変調）のための三角波、相印加電圧指令、及びu相のスイッチング素子6u、7uに印加されるPWMスイッチング指令をそれぞれ示す波形図である。

【0031】図2に示すように、スイッチング素子の損失を低減するため、第1の印加電圧制御回路14から出力された相印加電圧指令がスイッチング素子変調回路9において三角波と比較される。相印加電圧指令の電圧が三角波の電圧より高い場合に上側スイッチング素子群6を導通（オン）状態とする。一方、相印加電圧指令の電圧が三角波の電圧より低い場合にはスイッチング素子群7を導通（オン）状態とする。図2に示すように、PWM1周期（三角波の1周期）にオンまたはオフのPWM

スイッチング指令がスイッチング素子群6、7に与えられる。PWMスイッチング指令におけるオン期間の長さによって、各相に印加される電圧が制御される。上記の制御方式はモータ1のスイッチング素子に対する制御においてはよく知られた方式であり、三角波比較PWMと呼ばれる方式である。この三角波比較PWM方式において、PWM1周期は300 μ sec～50 μ sec程度の値が採用されている。

【0032】次に、PWM1周期におけるu相の上側スイッチング素子6uと下側スイッチング素子7uの導通・遮断時のより詳細な動作と端子電圧Vuにおける変化を図3と図4を用いて説明する。図3はPWM1周期におけるPWMスイッチング指令と端子電圧の詳細波形図である。図4はu相の上側スイッチング素子6uと下側スイッチング素子7uにおいて電流が流れる電流路を説明する回路図である。スイッチング素子群6、7において、もし各相の上側スイッチング素子（例えば6u）と下側スイッチング素子（例えば7u）が同時導通状態になった場合、短絡状態となるためこの回路には大電流が流れて、スイッチング素子が破壊されるという問題がある。このような大電流の発生を防止するため、同相の上側スイッチング素子と下側スイッチング素子が切り替わるときに同時に遮断される期間を設けている。

【0033】図3の（a）はu相の上側スイッチング素子6uのPWM1周期における導通と遮断のタイミングを示す波形図である。図3の（b）はu相の下側スイッチング素子7uのPWM1周期における導通と遮断のタイミングを示す波形図である。図3の（a）と（b）において、H（ハイレベル）の時が導通（オン）状態を示し、L（ロウレベル）の時が遮断（オフ）状態を示す。図3の（a）と（b）の波形図に示すように、u相の上側スイッチング素子6uと下側スイッチング素子7uがともに遮断状態である期間A1とA2が設定されている。以下、図3においてA1とA2で示した同時遮断期間をデッドタイムと呼ぶ。デッドタイムA1、A2は、PWMスイッチング指令を伝達するためのフォトカプラ、スイッチング素子を駆動するためのブリドライ回路による立ち上がりや立ち下りの上下各々のスイッチング素子等における動作時間の時間差を吸収している。従って、デッドタイムA1、A2は、同時導通によるスイッチング素子の破壊を避けるため、数 μ 秒程度に設定されている。

【0034】図4において、電流が矢印B方向に流れる場合の端子電圧Vuの変化を図3の（c）に示す。また、電流が図4の矢印C方向に流れる場合の端子電圧Vuの変化を図3（d）に示し、電流が図4の矢印C方向（矢印C方向）から正方向（矢印B方向）に変化する場合の端子電圧Vuの変化を図3の（e）に示す。次に、端子電圧Vuが図3のように変化する理由について説明する。まず、図3のu相のコイル3uに図4の矢印B方向

の正の電流が流れている場合について説明する。この場合、電圧出力回路10により検出される電圧 V_u は図3の(a)と実質的に同様の図3の(c)に示す電圧波形となる。その理由を以下に説明する。上側スイッチング素子6uと下側スイッチング素子7uの両方がオフ状態となるデッドタイムA1、A2時には、電流の連続性のため電流は図4の矢印B方向に流れ続ける。このとき、電流はスイッチング素子7uと逆並列に接続されたダイオード8udを通して矢印D方向に流れ、コイル3uには正方向の電流が流れる。この状態において、ダイオード8udの順方向の電圧降下を0[V]と仮定すると、端子電圧 V_u は0[V]となり、デッドタイム期間中の電圧は0[V]となる。ここで、スイッチング素子6u、7uのコレクタ・エミッタ間の飽和電圧やダイオード8u、8udの順方向の電圧降下は、電源電圧E[V]に対して小さいため、0[V]と見なす。また、図3の(c)、(d)、(e)において、理解を容易にするため、図3の(a)に示したPWMスイッチング指令から図3の(c)に示した実際のスイッチング動作までの遅れは考慮していない。しかし、実際には、コンピュータからの図3の(a)に示したPWMスイッチング指令に対する動作遅れによって、図3の(c)に示した実際の動作におけるデッドタイム期間は遅れることを考慮する必要がある。また、実際には、電圧は徐々に立ち上がり、徐々に立ち下がるが、理解を容易なものとするため、図3の(c)、(d)、(e)においては電圧の立ち上がりと立ち下がり垂れを垂直状態で示し、その変化は無視した。参考までに、図3の(e)に示した電圧波形に対応する実際の電圧波形を図3の(f)に示す。なお、図3の(a)と(b)に示した電圧波形における電圧は、5[V]の制御電源がスイッチング素子群6、7に印加されるため0[V]あるいは5[V]である。また、図3の(c)に示すパワー部の端子電圧 V_u の電圧値は0[V]あるいはE[V]である。

【0035】次に、u相のコイル3uに矢印C方向(図4)の負方向に電流が流れる場合について説明する。コイル3uに負方向の電流が流れた場合、端子電圧 V_u は図3の(d)に示す電圧波形となる。このとき、デッドタイム期間中は電流がダイオード8uuを通して図4の矢印E方向(負方向)に流れ続ける。この結果、デッドタイム期間中の端子電圧 V_u はE[V]となる。従って、このときの端子電圧 V_u は、図3の(b)に示した下側スイッチング素子7uの電圧波形と正負を逆転した波形となる。

【0036】次に、図3の(a)に示すように、上側スイッチング素子6uの導通状態(H)において、u相のコイル3uに流れる電流(u相電流)が負方向から正方向に流れが変化する場合について考察する。デッドタイムA1の期間においてはu相電流が矢印C方向に流れており、デッドタイムA2の期間においてはu相電流が矢

印B方向に流れる場合について説明する。図5は、u相のコイル3uに流れる電流の負方向(図4の矢印C方向)から正方向(図4の矢印B方向)へ変化して零クロス点を通過する状態を示す波形図である。図5に示す場合の端子電圧 V_u の電圧波形は、図3の(e)に示す波形となり、デッドタイムA1の期間においてはE[V]、デッドタイムA2の期間において0[V]となる。このように、コイル3に流れる電流の方向が変化する場合はデッドタイムA1とデッドタイムA2のそれぞれの期間において電圧は変化する。

【0037】実施例1のモータの制御装置において、電流符号変化検出部11はスイッチング素子変調回路9からのPWMスイッチング指令に基づき実際のデッドタイム期間のタイミングに同期して電圧出力回路10から各相の電圧を検出する。このとき、検出された電圧の符号が変化した場合、電流符号変化検出部11は相電流の符号が変化したことを示す(電流が零点を通過した)信号を出力する。実際には、デッドタイムの期間における電圧検出のタイミングは、スイッチング動作の変化発生時を基準として、スイッチング動作遅れを考慮してその遅れの分だけ電圧を検出するタイミングを遅らせる。図3の(e)に示した波形図に検出タイミングを矢印で示す。以上のように各相の端子電圧を検出することにより、コイル3に流れる電流符号が変化するタイミング(電流の零クロス点)を検出することが可能となる。

【0038】次に、相電流の零クロス点を通過した時を示す零クロス信号を用いてモータを制御する方法について説明する。ロータ2の表面に磁石が配設された表面磁石形ロータの場合、検出された誘起電圧の位相と一致させるよう相電流の位相を制御することにより、モータ効率が良くなることが知られている。そこで、相電流の位相と誘起電圧の位相とを一致させるよう制御する。

【0039】次に、相電流と誘起電圧のそれぞれの位相を一致させるための実施例1における第1の印加電圧制御回路14について説明する。図6の(a)、(b)、及び(c)は、相電流と誘起電圧との関係を示す波形図である。図6において、実線が印加電圧波形であり、破線が誘起電圧であり、一点鎖線が相電流を示す。なお、図6において、理解が容易なように、印加電圧として第1の印加電圧制御回路14から出力される正弦波の相印加電圧指令の電圧波形を示す。図6の(a)に示した波形図は、相電流と誘起電圧の位相が一致した理想的に制御された場合を示す図である。図6の(b)は相電流が誘起電圧に対して遅れた場合を示す波形図である。図6の(c)は相電流が誘起電圧に対して進んだ場合を示す波形図である。図6において、印加電圧と相電流の位相差を ϕ で示す。図6の(b)に示した状態は、図6の(a)に示した状態に対して位相差 ϕ が大きくなっている。図6の(c)に示した状態は、図6の(a)に示した状態に対して位相差 ϕ が小さくなっている。

【0040】以上のように、誘起電圧と相電流の位相が一致しない場合には印加電圧と相電流の位相が変化する。そこでこの現象を用いて制御を行うことが可能となる。図6において、実際の印加電圧は既に述べたようにスイッチング素子変調回路9によりPWMスイッチングされデッドタイムを有して各スイッチング素子に印加される。なお、誘起電圧と電流との位相差が小さい場合には、ステータのコイル3の抵抗値とインダクタンスに起因する電氣的時定数のため、相電流の位相に対して印加電圧の位相を進める必要がある。そこで、相電流に対する印加電圧の進み角を ϕ_{ref} とすると、相電流と誘起電圧との位相が一致している場合の相電流と印加電圧の理

$$\phi_c = -(\phi_{ref} - \phi) \quad (1)$$

【0042】次に、電気角60度を移動するのに要する時間(60度移動時間)を $T_{\theta 60 \text{ deg}}(n)$ とし、前回の60度移動時間を $T_{\theta 60 \text{ deg}}(n-1)$ とすると、今回の60度移動時間 $T_{\theta 60 \text{ deg}}(n)$ の補正は次式(2)

$$\begin{aligned} T_{\theta 60 \text{ deg}}(n) \\ = T_{\theta 60 \text{ deg}}(n-1) \{1 - K_2 \cdot \phi_c / 60\} \end{aligned} \quad (2)$$

$$K_2 = K_2' \text{ のとき } \phi_c \leq 0$$

$$K_2 = 0.2 \cdot K_2' \text{ のとき } \phi_c > 0$$

【0044】 K_2' は60度移動時間の補正ゲイン(位相誤差ゲイン)であり、実施例1においては、 $K_2' = 0.05 \sim 0.5$ 程度の値を用いる。

【0045】図6の(a)に示した理想的な誘起電圧に対する印加電圧に対して、図6の(b)に示した状態と図6の(c)に示した状態は、電気角10度だけ印加電圧を遅らせたり進ませたりしている。図6の(b)に示した状態のように遅れた場合には、図6の(c)に示した状態のように進んだ場合よりも位相誤差が大きくなり現れている。そのため、電圧周波数を増加する場合はゲインを小さく設定する。ここで、電圧周波数を増加する場合には60度移動時間を短く設定し、電圧周波数を減少す

想的な位相差 ϕ_{ref} は、モータの速度とトルクによってほぼ一意的に決定するため、予め設定することが可能である。以上の考え方に基づき、第1の印加電圧制御回路14は自ら出力する相印加電圧指令の零クロスのタイミングと電流符号変化検出部11により出力された相電流の零クロスとの位相差 ϕ を検出する。また、現在のトルクと回転数における誘起電圧と相電流の位相が一致するときの目標とする電圧と電流の位相差を ϕ_{ref} とすると、位相誤差 ϕ_c は次式(1)により算出される。

【0041】

【数1】

により行われる。式(2)において、 (n) と $(n-1)$ は今回値と前回値を示す。

【0043】

【数2】

る場合には60度移動時間を長く設定する。以上により、非線形な位相誤差 ϕ_c の挙動に対して、制御の安定性を増加させることができる。また、補正ゲイン K_2 の値は応答性に影響を及ぼすため、応答性があまり必要でない場合には補正ゲイン K_2 を小さめに設定して、安定性重視の設定とするのが良い。電気角60度移動時間 $T_{\theta 60 \text{ deg}}(n)$ から、例えば次式(3)、(4)のようにPWM周期毎に内部推定角度を作成することは米国特許の第5,729,102号の公報などにより公知である。

【0046】

【数3】

$$\Delta \theta_{PWM} = T_{\theta 60 \text{ deg}}(n) / \Delta T_{PWM} \quad (3)$$

【0047】

【数4】

$$\theta(m) = \theta(m-1) + \Delta \theta_{PWM} \quad (4)$$

【0048】式(3)において、 ΔT_{PWM} はPWM1周期の時間を示す。式(4)において、 $\Delta \theta_{PWM}$ はPWM1周期に移動する角度を示す。これらの式は次の周期において演算される。まず、位相誤差 ϕ_c が得られる毎に式(1)、式(2)、及び式(3)は演算される。次に、演算された $\Delta \theta_{PWM}$ に基づいてさらに細かくPWM周期毎に式(4)を演算し、角度 $\theta(m)$ を更新する。電流符号変化検出部11は電気角60度毎に60度移動時間を制御するため、u相、v相、w相の全ての相の電

流符号変化の検出を行い、上記処理と同様の処理が行われる。

【0049】次に、速度誤差を比例積分制御して求めた電圧指令値 V_{amp} と電圧位相指令値 α が電圧指令部20から出力され、第1の印加電圧制御回路14に入力される。第1の印加電圧制御回路14において、入力された電圧位相指令値 α が正の場合は、誘起電圧に対し印加電圧の位相を進めるため前述の式(1)の目標の位相差 ϕ_{ref} を小さく設定する。また、位相差 ϕ が負の場合

は電圧位相指令値 α に基づいて位相差 ϕ_{ref} を大きく設定する。そして、電圧指令値 V_{amp} と求められた推定角度 $\theta(n)$ を用いて次式(5)、式(6)、及び式(7)から3相分の正弦波指令電圧 V_{u*} 、 V_{v*} 、及び

V_{w*} が出力される。

[0050]

[数5]

$$V_{u*} = V_{amp} \cdot \sin(\theta) \quad (5)$$

[0051]

[数6]

$$V_{v*} = V_{amp} \cdot \sin(\theta - 2/3\pi) \quad (6)$$

[0052]

[数7]

$$V_{w*} = V_{amp} \cdot \sin(\theta + 2/3\pi) \quad (7)$$

[0053] 次に、スイッチング素子変調回路9について説明する。スイッチング素子変調回路9は、三角波比較回路(CPU内演算)、フォトカプラ、ブリドライブ回路から構成される。そこでまず、スイッチング素子変調回路9は第1の印加電圧制御回路14から出力された正弦波指令電圧に基づいて三角波との比較によりデッドタイムを含んだ形で三角波比較PWM方式の処理が行われる。次に、スイッチング素子変調回路9は、フォトカプラなどを含んだブリドライブ回路を駆動して、実際のスイッチング素子群6、7に対する導通・遮断信号を各スイッチング素子に入力して電圧を印加する。位相誤差 ϕ_c はフィードバックされて60度移動時間 $T_{\theta 60deg}(n)$ を演算することにより、現在のロータ位置に応じた電圧振幅、電圧周波数が各スイッチング素子に入力される。このようにスイッチング素子の入力電圧及び周波数を制御することは、現在のロータ2の推定位置と実際のロータ位置との誤差を無くすよう制御することと同じである。一般的に、誘起電圧と電流位相を一致させるよう制御することにより、銅損は少なくなる。従って、第1の印加電圧制御回路14が電流位相と誘起電圧の位相を一致させるよう制御することにより、高効率で低振動な電流センサレスの広角通電駆動が実現できる。また、電圧飽和時には目標の位相差 ϕ_{ref} を小さく設定するこ

とにより、誘起電圧に対して電流位相を進めて、モータ1の動作範囲を拡大することができる。

[0054] 図6は誘起電圧が正弦波の場合の印加電圧、誘起電圧、相電流との関係を示したグラフであるが、誘起電圧が3次、5次の高調波を多く含んだ台形波形であっても図6に示した正弦波の場合と同様の関係が成り立ち、同様に制御可能である。なお、上記のスイッチング素子変調回路9は三角波と比較する三角波比較PWM方式に基づいて述べたが、固定パルス幅方式など他のPWM方式を採用してもデッドタイムを利用して電流符号変化を検出することが可能であり、三角波比較PWM方式と同様の効果がある。

[0055] 第1の印加電圧制御回路14において実行される60度移動時間 $T_{\theta 60deg}(n)$ の演算は、式(2)に示したように、位相誤差 ϕ_c の積分動作のみで行った。しかし、次式に示すように式(2)で演算した左項を積分成分 $T_{\theta I_60deg}(n)$ とし、これに比例成分 $T_{\theta P_60deg}(n)$ を演算して、両方を加算して60度移動時間 $T_{\theta 60deg}(n)$ の演算を行うこともできる。このように、比例成分を演算処理に入れることにより、モータ制御の安定性は良くなる。

[0056]

[数8]

$$\begin{aligned} T_{\theta I_60deg}(n) \\ = T_{\theta I_60deg}(n-1) \{1 - KI \cdot \phi_c / 60\} \end{aligned} \quad (8)$$

$KI = KI'$ のとき $\phi_c \leq 0$

$KI = 0.2 \cdot KI'$ のとき $\phi_c > 0$

[0057]

[数9]

$$\begin{aligned} T_{\theta P_60deg}(n) \\ = T_{\theta I_60deg}(n-1) \{1 - KP \cdot \phi_c / 60\} \end{aligned} \quad (9)$$

$KP = KP'$ のとき $\phi_c \leq 0$ 、

$KP = 0.2 \cdot KP'$ のとき $\phi_c > 0$

[0058]

[数10]

$$\begin{aligned} T \theta 60 \deg (n) \\ = T \theta 1_60 \deg (n) + T \theta p_60 \deg (n) \\ (10) \end{aligned}$$

【0059】同様に電圧周波数を増加する場合には、電圧周波数を減少する場合よりも補正ゲインを小さく設定することによりモータ制御の安定性は良くなる。実施例1における電流符号変化検出部11と第1の印加電圧制御回路14と電圧指令部20とスイッチング素子変調回路9の一部は、実際にはコンピュータにおいて実現される。そのため、電圧出力回路10から出力された端子電圧は、実施例1の制御装置において直接取り込むことはできない。従って、端子電圧は分圧され、予め設定された設定値と比較され、2値化される。この2値化された値はデジタルデータとしてコンピュータ内蔵のI/Oポートを介してコンピュータに取り込まれる。そして、コンピュータにおいて電流符号の変化を検出した後、前述の式(1)、式(2)、式(3)、及び式(4)の演算が実施されて、実際のPWMスイッチングのオン・オフ信号のみがI/Oポートを介して出力される。実際の回路構成などは後述する実施例3において詳しく説明する。

【0060】なお、実施例1の制御装置においては、デッドタイムA1、A2の2つの期間で電流零クロスを検出する構成である。しかし、本発明はこの構成に限定されるものではなく、デッドタイムA1、A2の期間の内どちらか一方、あるいは2周期に1回の割合で電圧を検出し、電流変化を検出するよう構成しても良い。デッドタイム毎にデッドタイムにおける電圧を検出することにより、電流符号の変化は早い時期に検出できる。しかし、PWM周波数が高い場合やロータ2の速度が遅い場合には、デッドタイム毎に電圧検出を行わなくても制御することが可能である。なお、実施例1の制御装置においては、三相の電流符号変化を検出する構成であるが、1相のみ、例えばu相のみ電流符号変化を検出することも可能である。この場合は電気角360度当たりの制御回数が2回と減少するが、速度変化が小さい場合には制御可能である。このように、1相のみ電流符号変化を検出する場合には、式(2)における $T \theta 60 \deg (n)$ の演算回数が減り、電圧出力回路10は1相のみとなりコストダウンが図れる。

【0061】実施例1のモータの制御装置において、既に述べたようにコンピュータからのスイッチング動作指令に対して、スイッチング素子群6、7が実際に動作し、端子電圧が印加されるのは遅れる。そこで、実動作のデッドタイムの期間に合わせて電圧を検出する必要がある。次に、電流符号変化検出部11において電圧検出のタイミングをデッドタイムに合わせる必要のない制御方法について説明する。図7は電圧検出のタイミングをデッドタイムに合わせる必要のない制御方法を説明する

波形図である。まず、コイル3に流れる電流が負方向から正方向に変化する場合について説明する。

【0062】図7の(a)は電流が正方向で変化しないときの、例えばu相のスイッチング素子6uのオン指令期間(ハイ期間)を T_a にて表した場合の実際の端子電圧を示す。図7の(b)は電流が負方向で変化しないときのスイッチング素子6uのオン指令期間が同様に T_a の場合の実際の端子電圧の期間 T_b を示す。図7の

(c)は電流が負方向から正方向に変化するときのスイッチング素子6uのオン指令期間が T_a の場合の実際の端子電圧を示す。図7に示すように、(b)に示した電流が負方向の場合における端子電圧のオン期間 T_b は(a)のオン指令期間 T_a よりもデッドタイム期間 Z の2回分だけ長く、 $T_b = T_a + 2Z$ となる。また、

(c)に示した電流が負方向から正方向に変化する場合の端子電圧のオン期間 T_c は(a)のオン指令期間 T_a よりもデッドタイム期間 Z の1回分だけ長く、 $T_c = T_a + Z$ となる。

【0063】図7の(d)は電流変化を判断する参照期間 T_d を示す。この参照期間 T_d は、電流符号検出手段11において、デッドタイム期間 Z よりも短い時間 Y と可変するオン指令期間 T_a とを用いて、 $T_d = T_a + Z + Y$ の演算により求められる。このように、参照期間 T_d はスイッチング素子変調回路9から出力されたオン指令期間 T_a に基づき電流符号変化検出部11により作成される。参照期間 T_d と電圧出力回路10から実際に出力された端子電圧のハイ期間 T_{re} とを比較する。電流符号変化検出部11は、 $T_{re} > T_d$ の状態から、 $T_{re} \leq T_d$ の状態に変化した場合に電流の符号が負方向から正方向に変化した判断して、符号の変化を検出する。このような参照期間 T_d の設定は電流が負方向から正方向に変化する場合に特に有効である。

【0064】一方、電流が正方向から負方向に変化する場合について説明する。電流が正方向でハイ期間が $T_{re} = T_a$ となっている状態から電流が負方向に変化する場合、参照期間を $T_d = T_a + Y$ と設定することにより、電流が正方向から負方向に変化した場合を素早く検出できる。また、参照期間 T_d を一つの設定値として $T_d = T_a + Z$ と設定すると、電流符号検出まで1サイクル遅れる場合があるが、電流符号が変化したことは検出できる。

【0065】図7の(e)は小さい正方向の電流が流れた場合の実際の端子電圧 V_u の電圧波形を示す。スイッチング素子の特性により電流の符号が変化する前であっても電流が小さい場合は実際に印加される電圧変化は遅くなる。このため、コンピュータで電圧を検出する場合

の比較器の設定値は、図7の(e)に示すように、電圧が零から正方向に変化する場合に低く設定し、正方向から零に変化する場合に高く設定する。このように比較器を設定することにより、電流の符号変化の検出精度が高くなる。なお、電流符号変化検出部11は、端子電圧の検出値を用いて電流符号変化を検出する他の方法を用いても同様の効果を有する。

【0066】実施例1の電流符号変化検出部11は、常に電流の零クロスを検出しているわけではなく、デッドタイム期間においてのみ電流符号変化を検出している。このため、ロータ2の回転速度が大きく、スイッチング回数が少なく、デッドタイムの回数が少ない場合には、電流が零クロスする場合の検出誤差が大きくなる。なぜなら、PWM半周期の内のどの時点で実際に電流が零クロスしたかを検出できない。この結果、最大PWM半周期間にロータ2が回転する角度だけ角度誤差が発生する。従って、PWM周波数を高くすることにより、角度誤差を小さくすることができる。しかし、スイッチング回数に比例する漏れ電流などの問題によりPWM周波数の上限が限定されるという問題がある。

【0067】そこで、上記問題を解決するために、別の実施例としてスイッチング素子変調回路は、電流の符号が次に変化する相の上側スイッチング素子と下側スイッチング素子の導通・遮断のスイッチング回数を他の相のスイッチング素子の導通・遮断のスイッチング回数よりも多く設定する。図8はスイッチング素子変調回路9からの各相のPWMスイッチング指令のスイッチング信号を示す波形図である。図8の(a)はu相の上側スイッチング素子のスイッチング信号である。図8の

(b)はv相の上側スイッチング素子のスイッチング信号である。図8の(c)はw相のスイッチング素子のスイッチング信号である。

【0068】図8の(d)は回転方向が一定のときのu相、v相、及びw相の電流波形図である。回転方向が一定である場合には図8の(d)に示すように、u相、v相、及びw相の電流が零クロスする順番は決まっている。そこで、図8の(d)に示すように、u相電流の零クロスが検出された後、次にw相の電流が零クロスする期間Tでは、図8の(c)に示すようにw相のスイッチング回数を図8の(a)のu相及び図8の(b)のv相の2倍としている。このように、特定の相のスイッチング回数を多くすることによって、電流の零クロスを検出する角度精度が高くなる。スイッチング素子変調回路9は、w相の電流の零クロスが検出されると、w相のス

スイッチング周波数を元に戻し、次に電流が零クロスするv相のスイッチング周波数のみを2倍とする。このように、特定の相のスイッチング周波数のみを2倍にする場合は、3相全ての相を2倍のPWM周波数にする場合に比べてスイッチング回数が少なくなる。この結果、漏れ電流の増加が少なく、電流の零クロス検出時の角度精度が高くなる。

【0069】なお、式(3)及び式(4)の角度から容易に予想できる電流が、零近傍になる図7の(d)に示したTshort期間のみにおいて、スイッチング周波数を2倍としても良い。また、実施例1の制御装置は、磁石が配設されたロータ2を有するモータ(永久磁石付き同期電動機:PMSM)を用いて説明した。しかし、本発明の制御装置は、磁石が設けられていないシンクロナスリラクタンスモータ(SynRM)や誘導電動機に対しても実施例1の制御装置と同様に制御できる。例えば誘導電動機の場合は、電圧指令部20が前回の電圧指令値を第1の印加電圧制御回路14に入力する。そして、第1の印加電圧制御回路14は式(1)で求められた位相誤差 ϕ_c に基づき電圧指令部20からの印加電圧の振幅を変更する。(PMSMでは60度移動時間(電圧周波数)を変化させるが誘導電動機の場合は電圧周波数を変化させない。)そして、スイッチング素子変調回路9は相電圧を三角波と比較し、スイッチング素子を制御して誘導電動機を制御する。従って、この場合にも、電流符号変化検出部11から出力された電流符号の変化タイミングと印加電圧との位相差に基づいて電圧制御を実施することが可能である。

【0070】また、実施例1において説明した電流符号検出手段11は、電流の正負を検出できるため、公知のデッドタイム補正を実施することも可能である。このデッドタイム補正とは、図3の(c)、(d)、及び(e)に示したように、電流が正の場合は電流が負の場合より正方向の実際の印加電圧は少なくなる。そこで、電流符号検出手段11から出力された電流の符号に応じて相印加電圧指令値(V_{u*} 、 V_{v*} 、 V_{w*})の値を下記式(11)、(12)のように補正電圧 V_α を加減算して電圧が補正される。なお、下記式(11)及び式(12)は、u相の電流の符号が正又は負により、相印加電圧指令値(V_{u*})がどのように補正されるかを示している。

【0071】

【数11】

$$\text{if } i_u \geq 0 \text{ then } V_{u*} = V_{u*} + V_\alpha$$

(11)

【0072】

【数12】

if $i_u < 0$ then $V_{u*} = V_{u*} - V_\alpha$

(12)

【0073】式(11)及び式(12)は3相の内の1相のみのデッドタイム補正を示している。実際には3相分の補正が実施される。以上のようにデッドタイム補正を行うことにより、電流歪みを少なくすることが可能であり、さらなる振動低減が可能となる。

【0074】実施例1のモータの制御装置においては、デッドタイム時の端子電圧を検出することにより、電流の零クロスのタイミングを検知している。そして、電流の零クロスと指令電圧の零クロスとの位相差が設定値となるように、インバータ4に対する印加電圧(電圧振幅・周波数)を制御する。このように、実施例1のモータの制御装置は、端子電圧の検出のみにより、低振動で高効率な正弦波電圧駆動を実現している。

【0075】《実施例2》次に、本発明に係るモータの制御装置及びその制御装置を有するモータユニットの実施例2について説明する。実施例2の制御装置においては、デッドタイム時に端子電圧を検出することにより電流の零クロスのタイミングを検出する。その電流の零クロス時にスイッチングを遮断して誘起電圧を検出する。そして、検出された誘起電圧に基づいて印加電圧(電圧振幅・電圧周波数)を制御する。従って、実施例2のモータの制御装置は、電流の零クロス時に遮断するよう構成されているため、遮断期間が短く低振動で高効率な広角通電駆動が実現できる。以下、実施例2の制御装置における制御方法について図を用いて説明する。

【0076】図9はモータとその制御装置を有するモータユニットの構成を示すブロック図である。実施例2において、前述の実施例1における構成と同じものには図9において同一符号を付して説明は省略する。なお、実施例2の制御装置における処理の順番を図9に①～⑤の番号により示す。モータ1はステータ(図示せず)とロータ2とを有しており、各ステータには相電流が流れるコイル3(3u、3v、3w)が巻回されている。インバータ4は、直流電源5と、三相ブリッジに構成された上側スイッチング素子群6(6u、6v、6w)と、下側スイッチング素子群7(7u、7v、7w)と、各スイッチング素子6u、6v、6w、7u、7v、7wに逆方向で並列に接続されたダイオード8uu、8vu、8wu、8ud、8vd、8wdが設けられている。上側スイッチング素子群6と下側スイッチング素子群7は、スイッチング素子変調回路9に接続されて制御される。また、実施例2のモータの制御装置には、電圧出力回路10、電流符号変化検出部11、誘起電圧検出手段である誘起電圧検出回路13、第2の印加電圧制御手段である第2の印加電圧制御回路16、電圧指令部20、及び第1の遮断期間指令手段である第1の遮断期間指令部26が設けられている。

【0077】以下、実施例2のモータの制御装置における動作について、u相を例にとり説明する。実施例2における電流符号変化検出部11は、前述の実施例1と同様にデッドタイム期間のタイミングに同期(①)して電圧出力回路10から端子電圧(V_u 、 V_v 、 V_w)を検出する。検出された端子電圧が変化したとき、相電流の零クロスと判断し、電流符号変化検出部11が電流変化信号を出力(②)する。電流符号変化検出部11がu相電流の電流変化信号を出力した瞬間は、u相電流が0近傍となり非常に小さくなっている。

【0078】そこで、電流変化信号が出力されたとき、第2の印加電圧制御回路16は第1の遮断期間指令部26において設定された遮断制御期間に基づき、u相の上側スイッチング素子6uと下側スイッチング素子7uをPWM3周期程度の期間だけ連続してスイッチング動作を禁止する遮断制御信号をスイッチング素子変調回路9へ出力(③)する。遮断制御信号が入力されたスイッチング素子変調回路9は、該当するスイッチング素子を遮断する。このようにPWM3周期程度の期間だけ遮断する場合、遮断制御期間の最初のPWM2周期までにu相電流を零に戻す。そして、次のPWM周期の期間において、誘起電圧検出回路13は電圧出力回路10の電圧を以下のタイミングによって読み取ることにによりu相の誘起電圧 V_u を検出する。

【0079】誘起電圧の検出はv相の上側スイッチング素子6vとw相の下側スイッチング素子7wが導通している場合、あるいはw相の上側スイッチング素子6wとv相の下側スイッチング素子7vが導通している場合に出力される。このため、誘起電圧検出回路13はスイッチング素子変調回路9と連動(④)して誘起電圧を検出する。検出された誘起電圧は、第2の印加電圧制御回路16に入力(⑤)される。モータ極数が4極、回転数が3000r/min、三角波周波数が15kHzの場合、PWMを3周期遮断することは、遮断期間が7度となり180度期間中173度の通電となる。

【0080】次に、実施例2におけるモータ制御の方法について説明する。前述の実施例1で説明したように、表面磁石形ロータの場合、相電流は検出された誘起電圧の位相と実質的に一致するよう制御される。図10は相電流と相誘起電圧の波形を示す図である。図10に示すように、u相電流が負方向から正方向に変化するタイミングで検出した誘起電圧が電源電圧Eの1/2より小さい場合は電流位相が誘起電圧に対して進んでいることを示している。この場合は電圧印加を遅らせて相電流が誘起電圧に一致するよう制御を行う必要がある。また、相電流が正方向から負方向に変化するタイミングで誘起電圧が電源電圧Eの1/2より大きい場合も電流位相が誘

起電圧に対して進んでいる。このため、電圧印加を遅らせて（周波数を小さくする）、相電流は誘起電圧と一致するよう制御される。逆に、相電流が負方向から正方向に変化するタイミングで誘起電圧が電源電圧Eの1/2より大きい場合や、相電流が正方向から負方向に変化するタイミングで誘起電圧が電源電圧Eの1/2より小さい場合には、相電流が誘起電圧に対して遅れている。このため、電圧印加を進める（周波数を大きくする）制御を行う。

【0081】 以上のように電圧印加を制御することによ

$$\phi_{bc} = K3 \cdot \sin^{-1} \{ 707 e_{bemf} / (\omega \cdot e_r) \} \quad (13)$$

【0083】 式(13)において、電流が正方向から負方向に変化したときK3=-1であり、電流が負方向から正方向に変化したときK3=1である。

【0084】 次に、電気角60度通過する間の時間をT

$$T \theta 60 \deg (n) = T \theta 60 \deg (n-1) \{ 1 - K5 \cdot \phi_{bc} / 60 \} \quad (14)$$

【0086】 式(14)において、K5は60度移動時間の補正ゲインであり、K5=0.05~0.5程度の値を用いる。相電流の位相が誘起電圧の位相より進んでいる場合には印加する電圧の60度移動時間を遅くする。印加電圧の周波数を変化させることにより、60度移動時間を変化させることができ、誘起電圧と電流の位相が一致するよう印加電圧を制御することができる。

【0087】 次に、前述の実施例1と同様に式(3)及び式(4)を用いて、PWM周期毎の角度を作成する。また、実施例1と同様に電圧指令部20は、電圧指令値Vamp、電圧進み角αを第2の印加電圧制御回路16に出力する。このとき、モータ1が表面磁石形同期電動機（SPM）の場合は電圧進み角がα=0として入力される。第2の印加電圧制御回路16は入力された電圧指令値Vampと算出された推定角度θ(n)を用いて式

(5)、式(6)、及び式(7)から3相分の正弦波指令電圧Vu*、Vv*、及びVw*を求めスイッチング素子変調回路9に入力する。そして、第2の印加電圧制御回路16から導通制御信号が出力されている期間、スイッチング素子変調回路9は対応する相のPWMスイッチングを実施する。即ち、スイッチング素子変調回路9は正弦波指令電圧と三角波とを比較する三角波比較PWM方式を行い、PWMスイッチング指令を出力する。さらに、スイッチング素子変調回路9は、デッドタイムを含むPWMスイッチング指令の導通・遮断信号をスイッチング素子群6、7の各スイッチング素子に印加して、モータ1のコイル3に実際に電圧が印加される。

【0088】 以上、スイッチング素子のデッドタイム期

り、第2の印加電圧制御回路16は誘起電圧検出回路13により検出された誘起電圧に応じて、以下に述べる60度移動時間補正を行う。誘起電圧検出回路13は、誘起電圧をアナログ電圧として検出する。検出された誘起電圧とE/2との差をe_bemfとし、1000[r/min]における相誘起電圧の実効値をe_r[V]、現在の回転数をω[r/min]とすると誘起電圧を基準とした場合の電流位相の位相ずれ量φ_bcは、次式(13)により算出される。

【0082】

【数13】

θ 60 deg (n) とすると、60度移動時間の補正は次式(14)により行われる。

【0085】

【数14】

間中の電圧出力回路10から検出された電圧に基づき、特定の相の電流が零クロスしたことを電流符号変化検出部11により検知される。そして、第1の遮断期間指令部26により設定された期間だけ対応する相を連続して遮断する。このように遮断することにより、電流が零となり、誘起電圧検出回路13が誘起電圧を検出できる状態となる。第2の印加電圧制御回路16は、検出された誘起電圧値を用いて60度移動時間を制御する。

【0089】 以上のように構成され、動作する実施例2のモータの制御装置により、電流が零になる期間を短かくして通電することが可能となり、電流センサを用いずに低コストで低振動・高効率な広角通電駆動が実現できる。なお、実施例2において、第1の遮断期間指令部26が遮断制御期間を与えると言うことは通電制御期間を与えることと同意であることは言うまでもない。なお、磁石をロータ2に埋め込んだモータ（以下、IPMと略称）の例においては、電流の位相が誘起電圧の位相に対して若干遅れた方がモータ効率が良くなるが知られている。そこで、IPMの場合、電流位相の位相ずれ量φ_bcは、回転数やトルクに基づいて電圧指令部20から出力された電圧進み角α(α<0)に応じて算出される。この場合、ある程度電流の位相が遅れるように、第2の印加電圧制御回路16は前述の式(13)の代わりにオフセット位相β_osを導入した次式(15)により位相ずれ量φ_bcを演算する。

【0090】

【数15】

$$\begin{aligned} \phi_{bc} &= K6 \cdot \sin^{-1} \{ 707 e b e m f / (\omega \cdot e r) \} \\ &\quad - \beta o s \end{aligned} \quad (15)$$

【0091】式(15)において、電流が正方向から負方向に変化したとき、 $K6 = -1$ であり、一方、電流が負方向から正方向に変化したとき、 $K6 = 1$ である。

【0092】そして、式(15)により算出された位相ずれ量 ϕ_{bc} の値を用いて、式(2)から式(7)の演算を $\phi_c = \phi_{bc}$ と置き換えて実施例1と同様に行うことにより効率の良いIPMの制御が可能となる。なお、上記実施例2においては、誘起電圧をアナログ電圧として検出できる場合について説明したが、ロータ2の回転速度

$$\begin{aligned} T \theta 60 \deg (n) &= T \theta 60 \deg (n-1) \{ 1 - K3 \cdot K4 \cdot K5 \} \\ &\quad (16) \end{aligned}$$

【0094】式(16)において、電流が正方向から負方向に変化したとき $K3 = -1$ であり、電流が負方向から正方向に変化したとき $K3 = 1$ である。また、電流が正方向から負方向に変化する場合は $K4 = -1$ 、電流が負方向から正方向に変化する場合は $K4 = 1$ である。 $K5$ は60度移動時間の補正ゲインであり、60度の内0.3度～3度程度の補正を行う場合、 $K5 = 0.005 \sim 0.05$ 程度の値を用いる。式(16)以降の動作については、前述の実施例1の動作と同様に行うことにより、実施例2におけるモータ制御は実施例1と同様の効果を有する。

【0095】《実施例3》次に、本発明に係るモータの制御装置及びその制御装置を有するモータユニットの実施例3について説明する。前述の実施例2の制御装置は電流が零をクロスしてからスイッチング素子を遮断して誘起電圧を検出するよう構成されていた。一方、実施例3の制御装置においては、電流が流れている時にスイッチング素子を遮断することにより電流を零に戻すよう構成されている。実施例3の制御装置は、誘起電圧を検出した後、直ちにスイッチング動作を再開することにより、広角通電による低振動化・高効率化を実現するものである。以下、実施例3の制御装置における広角通電の制御方法について説明する。

【0096】図11はモータとその制御装置を有するモータユニットの構成を示すブロック図である。実施例3において、前述の実施例1における構成と同じものには図11において同一符号を付して説明は省略する。なお、実施例3の制御装置における処理の順番を図11に①～④の番号により示す。前述の実施例1と同様に、実施例3のモータ1はステータ(図示せず)とロータ2とを有しており、各ステータには相電流が流れるコイル3(3u、3v、3w)が巻回されている。インバータ4は、直流電源5と、三相ブリッジに構成された上側スイ

ッチング素子群6(6u、6v、6w)と、下側スイッチング素子群7(7u、7v、7w)と、各スイッチング素子6u、6v、6w、7u、7v、7wに逆方向で並列に接続されたダイオード8uu、8vu、8wu、8ud、8vd、8wdが設けられている。上側スイッチング素子群6と下側スイッチング素子群7は、スイッチング素子変調回路9に接続されて制御される。また、実施例3のモータの制御装置には、電圧出力回路10、電流零判断手段である電流零判断部12、誘起電圧検出回路13b、第3の印加電圧制御手段である第3の印加電圧制御回路17、及び電圧指令部20が設けられている。

【0093】
【数16】

【0097】以下、実施例3のモータの制御装置における動作について説明する。まず、実施例3における電流零判断の考え方について図12と図13を用いて説明する。図12の(a)～(f)は、広角通電の場合の上側スイッチング素子6u、6v、6wと下側スイッチング素子7u、7v、7wの導通・遮断制御のタイミングを示す図である。図12において、スイッチング素子への入力信号がハイレベルの期間のみスイッチング素子はスイッチング許可状態となる。以下、従来の技術において説明した場合と同様に、上側スイッチング素子6u、6v、6wのみがPWMスイッチングされる場合について説明する。上側スイッチング素子6u、6v、6wはハイレベル期間においてPWMスイッチングが実施される(図示を省略)。このとき、下側スイッチング素子7u、7v、7wはハイレベル期間において導通のままである。このようなスイッチング素子の駆動制御は第3の印加電圧制御回路17からの導通・遮断制御信号に基づき行われる。上記のように、第3の印加電圧制御回路17から導通制御信号が出力されている場合、常にスイッチング素子が導通しているわけではない。即ち、第3の印加電圧制御回路17が導通制御信号をスイッチング素

子変調回路9に出力することは、スイッチング素子変調回路9に対してある一定期間のスイッチング動作の許可と禁止の制御信号を出力することを意味する。実際のPWM周期でのスイッチング素子群6、7の導通・遮断動作の制御はスイッチング素子変調回路9により行われる。実施例3において、各相の遮断制御のタイミングは前述の実施例1、2と同様に60度移動時間からコンピュータのタイマを用いて出力する。図12から明らかのように、例えば、w相スイッチング素子6wの遮断(A: 25°)の後、電気角60度通過時間後にスイッチング素子7vを遮断(B: 85°)する。

【0098】図13はw相の上側スイッチング素子6wが遮断されたときの端子電圧を示す波形図である。図13の(a)はw相のスイッチング素子6wが遮断されたとき(図12のA)のタイミング以降のu相の端子電圧 V_u の電圧波形であり、図13の(b)はそのとき(図12のA)のタイミング以降のv相の端子電圧 V_v の電圧波形である。図13に示すように、Aの遮断タイミングの直後において、上側スイッチング素子6uのみがPWMスイッチング動作を行い、下側スイッチング素子7vは常に導通している。そのため、図13の(a)に示すように、端子電圧 V_u はスイッチング動作の遮断(オン)・導通(オフ)に応じて、端子電圧は $E[V]$ と0[V]の間で変化する。図13の(c)はw相電流 I_w の電流波形を示し、図13の(d)はw相の端子電圧 V_w の電圧波形を示す。図13の(c)のP1で示す点はw相電流 I_w が正方向から零に戻ったときを表す。図13の(d)のP0の点はw相の上側スイッチング素子6wが遮断された時点を示す。そしてP0からP1まで電流がw相ダイオード8wdを通過するためw相端子電圧 V_w が0[V]であることを示している。従って、0V近傍の基準値と端子電圧 V_w とを比較することにより、電流が零になって誘起電圧が発生した時点P1を検出できる。図13の(d)に示すように、実施例3の制御装置は後述するように誘起電圧を検出すると直ぐにスイッチング動作を再開するよう構成されているため、誘起電圧を示す信号は一つしか出力されていない。従来の制御装置においては、図13の(d)に破線で示すように誘起電圧を示す信号が連続して出力される。

【0099】次に、実施例3における電圧出力回路10、電流零判断部12、及び誘起電圧検出回路13bについて図14と図15を用いて具体的に説明する。図14は実施例3における電圧出力回路10と誘起電圧検出回路13bと電流零判断部12の具体的な回路図である。図15は端子電圧波形と基準電圧の関係と、誘起電圧検出のタイミングを説明する図である。図14に示すように、電圧出力回路10は抵抗31、抵抗32、バッファ33で構成される。電圧出力回路10は、端子電圧 V_w を抵抗31と抵抗32により分割した後、バッファ33を介して電圧 V_w' を出力する。バッファ33への

入力電源を $+V_s$ とGNDとし、電圧 V_w' の中心値を $V_s/2$ となるよう分圧設定する。電流零判断部12はコンパレータ34とこのコンパレータ34の負入力側の基準電圧を作成する抵抗35、抵抗36、及び抵抗37とから構成されている。この電流零判断部12には、制御電源38と、下側スイッチング素子7uのスイッチング信号が入力される。電流零判断部12はバッファ33を介して出力された電圧 V_w' と基準電圧とを比較して、ハイレベル(H)又はロウレベル(L)の信号を出力する。

【0100】図15において、点P0は図12のAのタイミングに対応する。図15の点P1はダイオード8wdを通過して電流が流れる期間が終了した時点を示す。端子電圧の電圧波形において、点P1を通過した後、u相の上側スイッチング素子6uがオン(v相の上側スイッチング素子6vは常にオフ)の場合に誘起電圧が出力される。以下の説明において、このように誘起電圧が出力されるスイッチング状態のことを誘起電圧出力タイミングと言う。図15に示すように、電流が正方向から零に変化する場合は、出力した誘起電圧に対する基準電圧を基準電圧1のように低く設定する。このように基準電圧を設定することにより、誘起電圧の大きさに係わらず、電流が零になって誘起電圧を検出できるタイミングになったことを検出できる。例えば、図15に示す基準電圧2のように高い電圧に設定すると点P1を検出できない状態となる。

【0101】コンパレータ34の出力信号は、図15に示す期間TL0などでもロウレベルであるため、コンパレータ34の出力信号がロウレベルの期間はw相の電流が常に零であることを示しているとは限らない。そこで、この電流が零になるタイミングは、コンパレータ34の出力信号とともに、ある相の上側スイッチング素子と下側スイッチング素子の遮断制御開始などの情報と連動して検出される。図14に示すように、コンパレータ34の出力信号はコンピュータ41に入力される。コンピュータ内において、各スイッチング素子の遮断制御期間を管理する第3の印加電圧制御回路17の出力信号に基づき、電流が零となり誘起電圧が検出可能である信号が得られる。w相の電流が零になっても上側スイッチング素子6uがオフである場合(誘起電圧の出力タイミングでない場合)は、上側スイッチング素子6uがオンになるまでコンパレータ34はロウレベル(L)を出力し、電流が零となる瞬間を正確に検出できない。しかし、誘起電圧を検出できるポイントは検出することができるため、問題はない。

【0102】次に、図14に示すように、電流零判断部12において下側スイッチング素子7uのスイッチング信号を用いる理由について説明する。モータのロータ位置により誘起電圧の大きさは変化する。そこで、電圧零判断手段12において電圧出力回路10から出力された

電圧と比較すべき基準電圧は、電流が正方向から零に変化する時（図15に示すT1開始時）などの場合は図15に示す基準電圧1のように低く設定する。一方、電流が負方向から零に変化する時（T4の開始時）などの場合は基準電圧2のように高く設定する。

【0103】次に、基準電圧1と基準電圧2の作成方法について図14を用いて説明する。まず、制御電源38（Vs）には5Vが印加されている。w相の基準電圧1と基準電圧2を作成するために、下側スイッチング素子7uのオン（5V）、オフ（0V）の制御信号を用いる。コンピュータ内で作成されるスイッチング素子変調回路9の信号がフォトカプラなどを通した後に用いられる。下側スイッチング素子7uのスイッチング信号は、図12の（d）に示すように、T1期間（0°～60°）ではロウレベル（L）、T4期間（180°～240°）ではハイレベル（H）となっている。このことは、従来の技術において説明した図21の（d）の場合と同様である。抵抗35、抵抗36、及び抵抗37の各抵抗値が同じである場合には、T1期間では基準電圧1はVs/3となり、T4期間では基準電圧1は2Vs/3となる。このため、出力された誘起電圧がVs/2と大きく異なる場合にも電流のダイオード通過が終了するT1期間における時点P1、及びT4期間における時点P4が検出できる。実施例3において、コンパレータ34の出力は一般的にオープンコレクタ出力であるため、その出力端子に抵抗42と制御電源44が接続されている。また、コンパレータ39も同様に、その出力端子に抵抗43と制御電源45が接続されている。

【0104】次に、実施例3における誘起電圧検出回路13bについて説明する。誘起電圧検出回路13bは、コンパレータ39と、このコンパレータ39に入力される基準電源40とを有している。実施例3において、電圧出力回路1.0から出力された誘起電圧Vw'はVs/2を基準として変化するため、基準電源40の電圧は図15に示す基準電圧3のようにVs/2に設定される。図15の電圧波形において、前述の実施例2において説明したように、点P1のとき、誘起電圧が基準電圧3（Vs/2）よりも大きい場合は印加電圧の周波数が早いことを示しているため、内部角度作成を遅くする。以上の説明においては、w相の電流が零になる場合について説明したが、実際は図14の回路が各相に設置されており、順次誘起電圧に関する情報を得よう構成されて

いる。

【0105】以上のように、実施例3の第3の印加電圧制御回路17は電流零判断部12へ遮断制御信号を出力する①。電流零判断部12は、遮断制御信号を受けた後、コンパレータ34の出力信号により電流が零になったことを検出する。誘起電圧検出回路13bは電流零判断部12からの電流零信号を受けて②、スイッチング素子変調回路9から出力されたスイッチング状態に基づき誘起電圧を直ちに検出する。第3の印加電圧制御回路17は実施例2で説明したように誘起電圧検出回路13bからの誘起電圧信号③と電圧指令部20からの信号に基づきスイッチング素子群6、7に対する印加電圧（電圧振幅・電圧周波数）を制御する。以上の動作は、u相、v相、及びw相の各相を順次変更しながら制御が継続される。

【0106】以上のように実施例3は、2値化した誘起電圧を取り込む具体的な実現方法を示している。図14に示した電圧出力回路1.0、誘起電圧検出回路13b等の回路構成により、誘起電圧が分圧され、コンパレータ39においてある基準値と比較され、2値化された情報（ハイレベル又はロウレベル）が出力される。この2値化情報はコンピュータに取り込まれて式（16）の演算が実施される。実施例3においては、コイルが3相の場合について述べたが、本発明はこれに限定されるものではなく、2相や複数相の場合でも有効である。

【0107】次に、実施例3における遮断タイミング制御（電圧周波数制御）について詳しく説明する。まず、図12の（c）に示したw相の上側スイッチング素子6wのスイッチング動作のAのタイミングにおいてスイッチング素子6wを遮断（オフ）する。そして誘起電圧を検出した後、図12の（f）に示したw相の下側スイッチング素子7wのスイッチング動作のA'のタイミングでスイッチング素子7wの導通（オン）を開始する。次のスイッチング素子の遮断（オフ）は、図12の（e）に示すように、v相の下側スイッチング素子7vである。このときの遮断タイミングBは、w相のスイッチング素子6wが遮断されてから電気角60度の後に遮断されている。第3の印加電圧制御回路17は実施例2で説明したように次式（17）を用いて遮断のタイミングを決定する。

【0108】

【数17】

$$\begin{aligned} T_{\theta 60 \text{ deg}}(n) \\ = T_{\theta 60 \text{ deg}}(n-1) \{ 1 - K3 \cdot K4 \cdot K5 \} \end{aligned} \quad (17)$$

【0109】式（17）において、前述の実施例2と同様に補正ゲインK3を誘起電圧が正の場合を1、誘起電圧が負の場合を-1とする。また、電流が正方向から負方向に変化する場合K4=-1、電流が負方向から正

方向に変化する場合K4=1である。K5は式（16）の説明と同様に、60度移動時間の補正ゲインであり、K5=0.005～0.05程度の値が用いられる。以上の条件により、60度移動時間の演算を行い、遮断タイミ

ングを制御する。実際は、図12のA時点からB時点へ既に60度移動時間の演算を開始している。このため、A時点とA'時点との間で検出された誘起電圧を用いて、B時点からC時点の60度演算時間を制御する。実施例3の制御装置は、実施例2の制御装置と異なり、スイッチング動作を一定期間遮断するものではなく、第3の印加電圧制御回路17により遮断制御期間を変えてモータ制御を実施する。実施例3の第3の印加電圧制御回路17は、誘起電圧検出回路13bにより誘起電圧が検出されると直ちに誘起電圧を検出するため遮断されていた相を含め全て相のスイッチング動作が実施される。また、第3の印加電圧制御回路17は、誘起電圧に基づいてスイッチング素子変調回路9に対し遮断タイミング制御信号と印加電圧指令を入力する。

【0110】以上のように、実施例3の制御装置は、誘起電圧検出後直ちに遮断していた相のスイッチング動作を再開することにより、動作条件に係わらず常に遮断制御期間を最小とすることができる。その結果、実施例3のモータの制御装置は、モータの高効率化・低振動化に有効である。実施例3の制御装置においては、誘起電圧を検出できると直ちにスイッチング動作を再開するため、スイッチング動作の遮断制御期間は予め決められた一定期間とはならない。このため、電流量が多い場合には、図15に示したT1期間における時点P0から時点P1、及びT4期間における時点P3から時点P4の期

間が長くなる。この結果、スイッチング遮断制御期間は電流量が小さい場合に比べて少し長くなる。しかし、導通制御期間に関しては従来の技術に比べると十分長い。

【0111】なお、遮断制御期間はステータのコイルの抵抗やインダクタンスなどのモータ定数によっても変化する。そのため、図12において()内の角度、例えば(a)の(335°)や(b)の(95°)の角度は未定であるため、電流が零に戻り誘起電圧が検出されるまで10度であると仮定した場合の各スイッチング素子群6、7のスイッチングタイミングを一例として示している。実施例3のスイッチング素子群6、7において、T1期間では前述の図21に示したような片側スイッチング動作の場合について説明したが、本発明の制御装置は上側スイッチング素子がオフした後、同じ相の下側スイッチング素子がデッドタイムを有してオンとなる通常のスイッチング動作時にも対応可能である。このようなスイッチング動作の場合、印加電圧は正弦波状に印加することができる。また、この場合には、細かい角度情報が必要である。

【0112】以下、第3の印加電圧制御回路17において実行される角度作成方法について説明する。前述の実施例1の式(3)と式(4)と同様の次式(18)と式(19)、及び同様の変数を用いて角度は演算できる。

【0113】

【数18】

$$\Delta \theta_{PWM} = T \theta_{60 \text{ deg}}(n) / \Delta T_{PWM} \quad (18)$$

【0114】

【数19】

$$\theta(m) = \theta(m-1) + \Delta \theta_{PWM} \quad (19)$$

【0115】実施例1と同様に式(18)と式(19)によって演算された位置 $\theta(m)$ に応じて印加電圧が作成される。図16は正弦波状の印加電圧の作成例を示す。図16に示すように、誘起電圧を検出するために電圧を印加できない期間がある。しかし、このような誘起電圧を検出する期間においても角度を作成し続け、誘起電圧を検出した後に継続して作成される $\theta(m)$ を用いて電圧が印加される。図16に示すように、スイッチング遮断制御期間が短く、電圧を正弦波状に印加することにより、電流は正弦波状となり、振動が少なくなる。また、図16に示すように、電圧が零時に相電圧を遮断制御するよう構成することにより電圧変化が滑らかになる。

【0116】正弦波電圧駆動のような3相スイッチング

動作の場合には、図14に示した下側スイッチング素子7uのスイッチング信号が、連続したオンあるいはオフの値とならない。そこで下側スイッチング素子7uのスイッチング信号の代わりに、例えば第3の印加電圧制御回路17から出力されたu相の指令電圧の符号に基づき連続したオン指令あるいはオフ指令をコンピュータ内で作成し、I/Oポートを介して出力する。このようにして基準電圧の変更が可能となる。参考までに、電気角180度内において電圧を印加可能な電気角度 θ_{sa} は、電流が零になって誘起電圧を検出するまでの期間におけるPWM遮断回数 PWM_{ka} を用いて次式(20)により算出できる。

【0117】

【数20】

$$\theta_{sa} = 180 - \Delta \theta_{PWM} \times PWM_{ka} \quad (20)$$

【0118】次に、実施例3の誘起電圧検出回路13bにおいて、誘起電圧を検出するコンパレータ39の基準電圧2は固定値で設定した例で説明した。前述の実施例

2において説明したように、IPMでは誘起電圧は電流に対して位相が進んだ状態となるため、基準電圧2は時点P1において $V_s/2$ より大きく設定し、時点P4に

において $V_s/2$ より小さく設定する方が効率的である。そこで、電流零判断部 12 のコンパレータ 34 の負入力側の基準電圧の作成と同様の構成に変更することによりオフセットを有する基準電圧を設定することが可能となる。そのため、式 (15) のオフセット位相 β_{os} と同様の位相制御動作が可能となる。また、コンピュータの D/A 変換器を通して出力されるアナログ電圧を用いることにより、基準電圧は任意に設定できる。以上により、1 PM の高効率化が実現できる。なお、実施例 3 において、誘起電圧のアナログ値を取り込む場合にはバッファ 33 の出力をコンピュータ 41 の A/D ポートに直接入力する。この場合、電流零判断部 12 や誘起電圧検出回路 13 b は回路構成ではなくコンピュータ内において容易にコンピュータ内で予め設定された基準電圧と比較処理される。

【0119】また、実施例 3 においては、w 相の 1 相のみの制御を行なうことも可能である。しかし、この場合には制御回数が少なくなり、ある程度の制御は可能であるが制御性能は悪くなる。さらに、実施例 3 においては

$$I_a = \sqrt{(i_d^2 + i_q^2)} \quad (21)$$

【0122】図 17 において、 $\omega \phi_0$ が検出できる誘起電圧となる。次に、磁石による磁束が発生しないシンクロナスリラクタンスモータ (SynRM) の場合について考える。この場合は $\phi_a = 0$ となるが、磁束 $L_q i_q$ と $L_d i_d$ が発生するため、誘起電圧が生じる。この誘起電圧を検出することにより、シンクロナスリラクタンスモータ (SynRM) においても磁石付きモータ (PMSM) と同様に誘起電圧を検出してモータ制御が可能となる。また、実施例 3 における誘起電圧検出回路 13 b は、前述の実施例 2 と同様にアナログ量を検出することにより、モータ制御性能が向上する。

【0123】《実施例 4》次に、本発明に係るモータの制御装置及びその制御装置を有するモータユニットの実施例 4 について説明する。実施例 4 の制御装置は、モータの速度が大きい場合や速度変化が大きい場合には従来の技術において説明した誘起電圧の零クロスに基づいて 120 度通電制御を行い、モータの速度が小さい場合や速度変化が小さい場合には前述の実施例 1 において説明した制御方式により正弦波電圧駆動制御を実施する。図 18 はモータとその制御装置を有する実施例 4 のモータユニットの構成を示すブロック図である。実施例 4 において、前述の実施例 1 における構成と同じものには図 18 において同一符号を付して説明は省略する。

【0124】実施例 1 と同様に、実施例 4 のモータ 1 はステータ (図示せず) とロータ 2 とを有している。また、制御装置のインバータ 4 には、直流電源 5 と、三相ブリッジに構成された上側スイッチング素子群 6 と、下側スイッチング素子群 7 と、ダイオード 8 u u、8 v u、8 w u、8 u d、8 v d、8 w d が設けられてい

磁石付きモータ (PMSM) に関して説明したが、本発明はシンクロナスリラクタンスモータ (SynRM) のような同期電動機においても同様に適用できる。この場合の誘起電圧 (磁束) はインダクタンスと電流との積で得られる。

【0120】図 17 は磁石付きモータ (PMSM) における、電流、磁束、電圧に関するベクトル図である。図 17 において、 ϕ_a は磁石による電機子鎖交磁束、 i_d は d 軸座標上の電機子電流、 i_q は q 軸座標上の電機子電流、 L_d は d 軸電機子巻線の自己インダクタンス、 L_q は q 軸電機子巻線の自己インダクタンス、 β は d、q 軸座標上の電機子電流 i_q からの進み角、 ϕ_0 は ϕ_a とコイル電流によって発生した磁束 $L_q i_q$ 、 $L_d i_d$ を加えたトータル鎖交磁束、 R_a は電機子巻線 1 相当りの抵抗、 V_a は電圧ベクトルを示す。なお、電機子電流 I_a は次式 (21) により表される。

【0121】

【数 21】

る。実施例 4 のモータの制御装置には、電圧出力回路 10、電流符号変化検出部 11、誘起電圧検出回路 13 c、第 1 の印加電圧制御回路 14、電圧指令部 20、第 2 の遮断期間指令手段である第 2 の遮断期間指令部 50、及び第 4 の印加電圧制御手段である第 4 の印加電圧制御回路 52 が設けられている。

【0125】実施例 4 の制御装置において、速度などに基づき制御方式を切り換えており、このような切り換えにより安定性を向上させている。以下、実施例 4 のモータの制御装置における制御方法について説明する。電流符号変化検出部 11 の動作とそれに基づいた制御動作は、前述の実施例 1 において説明した制御動作と全く同じであるため、その詳細な説明は省略する。以下、電流符号変化検出部 11 の動作を簡単に説明する。電流符号変化検出部 11 はデッドタイム期間中に電圧出力回路 10 から出力された電圧により、電流の符号が変化したときを検出する。そして第 1 の印加電圧制御回路 14 は電流零クロスと印加電圧の零クロスの位相を検出し、予め設定された位相となるように印加電圧を制御する。このように制御することにより、誘起電圧と相電流の位相が一致するよう制御できるため、実施例 4 によれば、高効率で低振動な電流センサレスの広角通電駆動が実現できる。

【0126】第 4 の印加電圧制御回路 52 における、誘起電圧検出回路 13 c から出力された誘起電圧の零クロスに基づく動作は、従来の技術において説明した動作と全く同様であり、詳細な説明は省略する。以下、その動作を簡単に説明する。第 4 の印加電圧制御回路 52 は、第 2 の遮断期間指令部 50 から出力された 60 度の遮断

制御期間に基づき、スイッチング素子変調回路 9 に遮断制御信号を出力する。そして、第 4 の印加電圧制御回路 5 2 は、遮断制御期間中に誘起電圧検出回路 1 3 c から検出された誘起電圧と $V_s/2$ との値の比較結果から出力された誘起電圧の零クロス信号を出力する。第 4 の印加電圧制御回路 5 2 は、零クロス信号に基づいて 60 度毎のスイッチング素子の導通・遮断制御信号や 60 度毎の導通・遮断状態変更タイミング制御信号を出力する。また、第 4 の印加電圧制御回路 5 2 は、60 度期間に PWM スwitching 動作を行う場合の相電圧指令 V_{sou} をスイッチング素子変調回路 9 に対して出力する。

【0127】スイッチング素子変調回路 9 は、第 4 の印加電圧制御回路 5 2 からの相電圧指令 V_{sou} に従ったパルス幅変調動作や 60 度毎のスイッチング素子の実際の導通・遮断制御動作が実行される。その結果、インバータ 4 はモータ 1 に電圧を印加し駆動制御する。実施例 4 の第 4 の印加電圧制御回路 5 2 は、誘起電圧の検出期間が長く、しかもロータ 2 の絶対的な位置として誘起電圧の零クロス点を用いている。このため、第 4 の印加電圧制御回路 5 2 は、優れた制御安定性を有する。

【0128】一方、第 1 の印加電圧制御回路 1 4 において、モータ 1 の速度が速い場合には、既に述べたように電流符号変化を検出するとき角度誤差が大きくなり、指令電圧の零クロスと相電流の零クロスとの位相差の検出精度が悪くなり、制御安定性が悪くなる場合があった。そこで、モータ 1 の速度が速い場合や速度変化が大きい場合には、第 4 の印加電圧制御回路 5 2 に基づいて制御する。一方、モータの速度が小さい場合や速度変化が小さい場合には、第 1 の印加電圧制御回路 1 4 に基づいて制御する。この制御において、第 1 の印加電圧制御回路 1 4 は、前述の式 (2) の 60 度移動時間によりロータ 2 の回転速度が算出される。また、第 4 の印加電圧制御回路 5 2 は誘起電圧の零クロス信号間隔からロータ 2 の回転速度を容易に演算できる。上記のように第 1 の印加電圧制御回路 1 4 あるいは第 4 の印加電圧制御回路 5 2 により求められたロータ 2 の速度を監視することにより、第 1 の印加電圧制御回路 1 4 あるいは第 4 の印加電圧制御回路 5 2 のどちらかの制御手段を有効にするよう切り換える。以上のように、実施例 4 の制御装置においては、速度などによって制御方式を切り換えることにより、高効率で低振動なモータ駆動を全体的に安定して制御することができる。

【0129】実施例 4 においては、モータ 1 の速度が大きい場合や速度変化が大きい場合に従来の技術で示した誘起電圧の零クロスに基づいて 120 度通電制御を実行している。また、モータ 1 の速度が小さい場合や速度変化が小さい場合には実施例 1 において説明した制御方式により正弦波電圧駆動制御を実施している。実施例 4 の制御装置において、モータ 1 の速度が小さい場合や速度変化が小さい場合には実施例 3 で説明した制御方式によ

り広角通電制御を実施しても、上記実施例 4 と同様の効果を奏する。

【0130】《実施例 5》次に、本発明に係るモータの制御装置及びその制御装置を有するモータユニットの実施例 5 について説明する。実施例 5 の制御装置は、モータの速度が大きい場合や速度変化が大きい場合に従来の技術で説明した誘起電圧の零クロスに基づいて 120 度通電制御を実行し、モータの速度が小さい場合や速度変化が小さい場合に前述の実施例 2 において説明した制御方式により広角通電制御を実行している。図 19 はモータとその制御装置を有する実施例 5 のモータユニットの構成を示すブロック図である。実施例 5 において、前述の実施例 1 における構成と同じものには図 19 において同一符号を付して説明は省略する。

【0131】前述の実施例 1 と同様に、実施例 5 のモータ 1 はステータ (図示せず) とロータ 2 とを有している。また、制御装置のインバータ 4 には、直流電源 5 と、三相ブリッジに構成された上側スイッチング素子群 6 と、下側スイッチング素子群 7 と、ダイオード 8 u、8 v u、8 w u、8 u d、8 v d、8 w d が設けられている。実施例 5 のモータの制御装置には、電圧出力回路 10、電流符号変化検出部 11、誘起電圧検出回路 13 d、第 2 の印加電圧制御回路 16、電圧指令部 20、第 1 の遮断期間指令部 26、第 2 の遮断期間指令部 50、及び第 4 の印加電圧制御回路 52 が設けられている。

【0132】以下、実施例 5 の制御装置の動作について説明する。実施例 5 における電流符号変化検出部 11 の動作とそれに基づいた制御動作は、前述の実施例 2 において説明した動作と全く同様であり、その詳細な説明は省略する。以下、電流符号変化検出部 11 の簡単な動作について説明する。電流符号変化検出部 11 は、デッドタイム期間のタイミングに同期して電圧出力回路 10 から電圧を検出し、相電流の符号が変化したことを検知する。電流符号変化検出部 11 は、相電流の符号の変化を検知したとき、電流変化信号を出力する。

【0133】電流変化信号が出力されたとき、第 2 の印加電圧制御回路 16 は、第 1 の遮断期間指令部 26 から出力された PWM 3 周期の遮断制御期間に基づき、対応する相の上側スイッチング素子と下側スイッチング素子の遮断制御信号をスイッチング素子変調回路 9 に入力する。そして、電流が零となり電圧出力回路 10 から誘起電圧が出力されるタイミングにおいて、誘起電圧検出回路 13 d は誘起電圧を検出する。さらに、第 2 の印加電圧制御回路 16 は、検出した誘起電圧値や電圧指令部 20 から出力された値に基づき、スイッチング素子変調回路 9 に導通・遮断のスイッチングタイミングを示す制御信号や印加電圧指令をスイッチング素子変調回路 9 に入力する。スイッチング素子変調回路 9 は実際に PWM を行い、インバータ 4 はモータに対して所望のタイミング

で電圧を印加する。

【0134】誘起電圧検出回路13dから出力された誘起電圧の零クロスに基づく第4の印加電圧制御回路52の動作は、従来の技術や実施例4において説明した動作と全く同様であり、その詳細な説明は省略する。第4の印加電圧制御回路52は誘起電圧の検出期間が長く、誘起電圧の零クロス点を用いているため、安定して制御できる。また、第4の印加電圧制御回路52は誘起電圧の歪みの影響を受けにくい。一方、第2の印加電圧制御回路16は速度が遅い場合には既に述べたように電流符号変化を検出するときに角度誤差が大きくなりやすい。また、第2の印加電圧制御回路16による制御は、誘起電圧の歪みの影響や速度変化の影響を受けやすく、それらの影響が大きい場合は安定して制御し難い。そこで、実施例5においては、モータ1の速度が遅い場合や速度変化が大きい場合には、第4の印加電圧制御回路52に基づいて制御を行い、モータ1の速度が遅い場合や速度変化が小さい場合には第2の印加電圧制御回路16に基づいて制御を行う。

【0135】実施例5における誘起電圧検出回路13dは、第2の印加電圧手段16と第4の電圧制御手段52の両方の動作時において作動する。また、ロータ2の回転速度は、第2の印加電圧制御回路16では前述の式

(14)により演算される60度移動時間により、また第4の印加電圧制御回路52では誘起電圧の零クロス信号の間隔から容易に演算できる。このようにロータ2の回転速度を監視することにより、実施例5の制御装置は、第2の印加電圧制御回路16あるいは第4の印加電圧制御回路52のどちらかの制御手段を作動させる。以上のように、実施例5のモータの制御装置は、速度などによって制御方式を切り換えることにより、高効率で低振動なモータ駆動を安定して実現することができる。

【0136】

【発明の効果】以上、実施例について詳細に説明したところから明らかなように、本発明のモータの制御装置及びその制御装置を有するモータユニットは次の効果を有する。本発明のモータの制御装置及びモータユニットは、同一相のスイッチング素子のデッドタイム期間中の端子電圧を検出し、検出された端子電圧から相電流の符号変化のタイミングを検出して、相電流符号が変化したタイミング信号と相印加指令電圧の符号が変化したタイミングとの位相差に基づいて印加電圧を制御するよう構成されている。このため、本発明のモータの制御装置及びモータユニットは、モータのロータ位置に応じた電圧を印加することができ、高精度のモータ駆動が可能となる。従って、本発明によれば、誘起電圧を検出するために通電しない期間を設定する必要がなく、電流センサレスで連続通電を実現することができ、高効率で低振動のモータの制御装置及びモータユニットを提供できる。

【0137】本発明のモータの制御装置及びモータユニ

ットは、実施例2において説明したように相電流の符号が変化するときの短い時間だけ通電せずに誘起電圧を検出して印加電圧を制御する第2の電圧制御手段、あるいは実施例3において説明したように誘起電圧を検出した後、遮断していた相の通電をすぐに再開する第3の電圧制御手段を設けることにより、誘起電圧を検出するための遮断制御期間を最小限にすることが可能となり、電流センサレスで広角通電駆動を実現することができる。従って、本発明によれば、高効率で低振動なモータの制御装置及びモータユニットを提供することができる。

【0138】本発明のモータの制御装置及びモータユニットは、実施例4において説明したように120度通電の第4の電圧制御手段と連続通電できる第1の電圧制御手段とを速度に対応して切り換えるよう構成されている。このため、本発明によれば、総合的に高効率で低振動なモータ駆動を安定して実現するモータの制御装置及びモータユニットを提供できる。本発明のモータの制御装置及びモータユニットは、実施例5において説明したように120度通電の第4の電圧制御手段と広角通電できる第2の電圧制御手段とを速度に応じて切り換えるよう構成されている。このため、本発明によれば、総合的に高効率で低振動なモータ駆動を安定して実現するモータの制御装置及びモータユニットを提供できる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明に係る実施例1におけるモータユニットの構成を示すブロック図である。

【図2】実施例1における相印加電圧指令とPWMスイッチング指令を示す波形図である。

【図3】実施例1におけるスイッチング素子の導通・遮断のタイミングを示す波形図とコイルの端子電圧を示す波形図である。(a)は実施例1におけるスイッチング素子6uの導通・遮断のタイミングを示す波形図である。(b)は実施例1におけるスイッチング素子7uの導通・遮断のタイミングを示す波形図である。(c)は実施例1における電流が正方向に流れる場合の端子電圧Vuを示す波形図である。(d)は実施例1における電流が負方向に流れる場合の端子電圧Vuを示す波形図である。(e)は実施例1における電流が負方向から正方向に変化する場合の端子電圧Vuを示す波形図である。(f)は実施例1における図3の(e)に示した波形に対して、動作遅れや端子電圧の立ち上がり立ち下がり傾斜を考慮した場合の実際の端子電圧Vuを示す波形図である。

【図4】実施例1におけるu相電流に関する電流路を説明する図である。

【図5】実施例1における図3の(e)に示した端子電圧Vuに対するu相電流の変化を示す波形図である。

【図6】実施例1における相印加電圧、相誘起電圧、及び相電流を示す波形図であり、相印加電圧と相電流との位相差を示す。

【図7】実施例1におけるコイルの端子電圧を示す波形図である。(a)は実施例1におけるスイッチング素子6uの電流が正方向の場合の端子電圧を示す波形図である。(b)は実施例1における電流が負方向の場合の端子電圧を示す波形図である。(c)は実施例1における電流が負方向から正方向に変化する場合の端子電圧を示す波形図である。(d)は実施例1における電流が負方向から正方向に変化する場合の端子電圧の波形における電流符号変化を判断する参照期間を示す図である。

(e)は実施例1における電流が負方向から正方向に変化する場合の実際の端子電圧Vuを示す波形図である。

【図8】実施例1におけるスイッチング素子の導通・遮断のタイミングを示す波形図である。(a)は実施例1におけるu相のスイッチング素子6uの導通・遮断期間のタイミングを示す波形図である。(b)は実施例1におけるv相のスイッチング素子6vの導通・遮断期間のタイミングを示す波形図である。(c)は実施例1におけるw相のスイッチング素子6wの導通・遮断期間のタイミングを示す波形図である。(d)は実施例1におけるu相、v相、及びw相の電流波形図である。

【図9】本発明の実施例2におけるモータユニットの構成を示すブロック図である。

【図10】実施例2における相電流と相誘起電圧との位相を示す波形図である。

【図11】本発明の実施例3におけるモータユニットの構成を示すブロック図である。

【図12】実施例3における広角通電の場合の上側スイッチング素子6u、6v、6w、と下側スイッチング素子7u、7v、7wの導通・遮断制御のタイミングを示す図である。

【図13】実施例3におけるコイルの端子電圧を示す波形図である。(a)は実施例3における端子電圧Vuの電圧波形を示す図である。(b)は実施例3における端子電圧Vvの電圧波形を示す図である。(c)は実施例3におけるw相の電流波形を示す図である。(d)は実施例3におけるw相の端子電圧Vwの電圧波形を示す図である。

【図14】実施例3における電圧出力回路10、電流零判断部12、及び誘起電圧検出回路13bの具体的な回路図である。

【図15】実施例3における端子電圧と基準電圧を示し、誘起電圧検出タイミングを説明する図である。

【図16】実施例3における正弦波電圧の印加時の電圧波形を示す波形図である。

【図17】実施例3における磁石付きモータの磁束・電流・電圧に関するベクトル図である。

【図18】実施例4におけるモータユニットの構成を示すブロック図である。

【図19】実施例5におけるモータユニットの構成を示すブロック図である。

【図20】従来の制御装置におけるスイッチング素子の導通・遮断のタイミングを示す波形図と、コイルの端子電圧を示す波形図である。従来のモータの制御装置の構成を示すブロック図である。

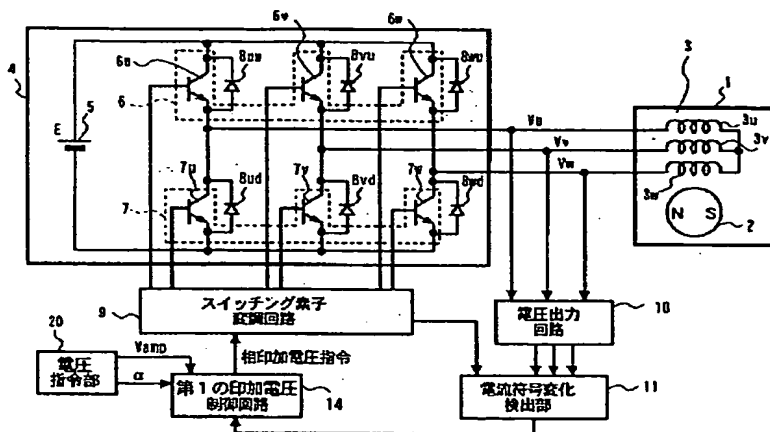
【図21】従来の制御装置におけるスイッチング素子の導通・遮断のタイミングを示す波形図と、コイルの端子電圧を示す波形図である。(a)～(f)は従来の制御装置におけるスイッチング素子6u、6v、6w、7u、7v、7wの導通・遮断のタイミングを示す図である。(g)～(i)は従来の制御装置における端子電圧Vu、Vv、Vwの電圧波形を示す図である。

【図22】従来の制御装置の120度通電における相誘起電圧と相電流を示す波形図である。

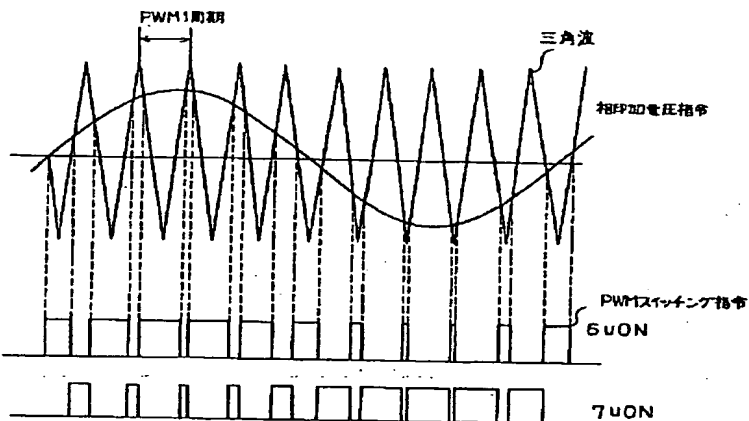
【符号の説明】

- 1 モータ
- 2 ロータ
- 3 コイル
- 4 インバータ
- 5 直流電源
- 6 上側スイッチング素子群
- 7 下側スイッチング素子群
- 9 スwitchング素子変調回路
- 10 電圧出力回路
- 11 電流符号変化検出部
- 12 電流零判断部
- 13 誘起電圧検出回路
- 14 第1の印加電圧制御回路
- 16 第2の印加電圧制御回路
- 17 第3の印加電圧制御回路
- 20 電圧指令部
- 26 第1の遮断期間指令部
- 50 第2の遮断期間指令部
- 52 第4の印加電圧制御回路

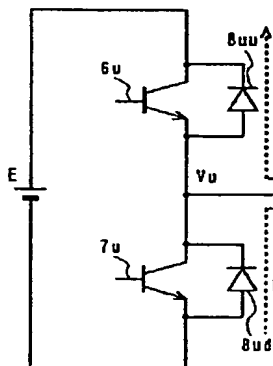
【図1】



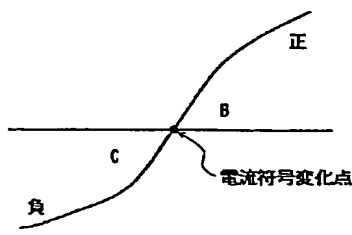
【図2】



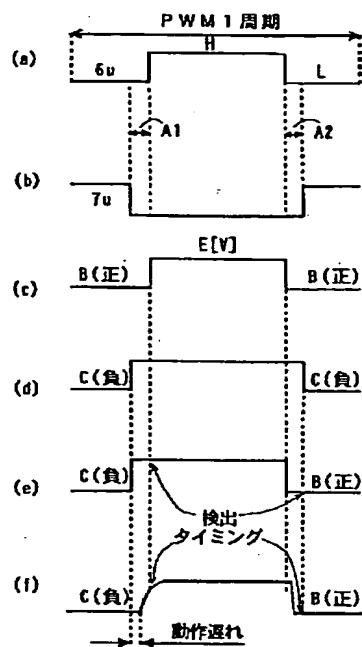
【図4】



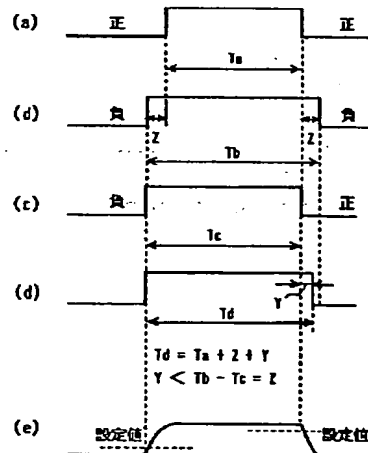
【図5】



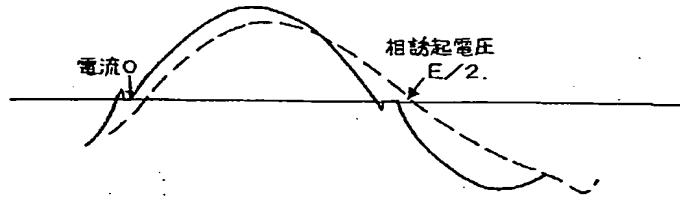
【図3】



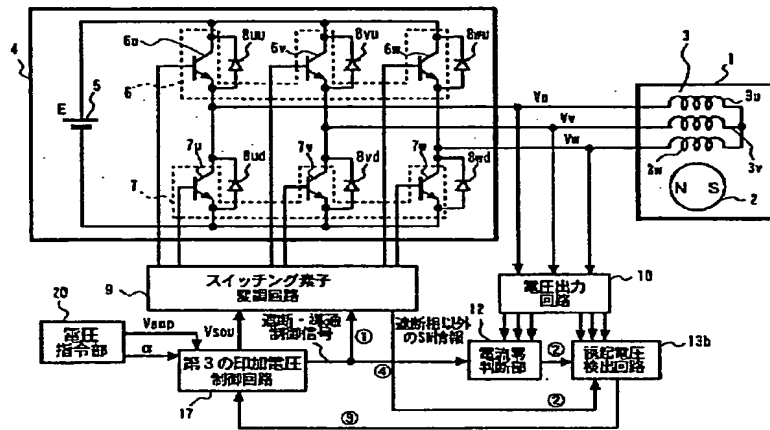
【図7】



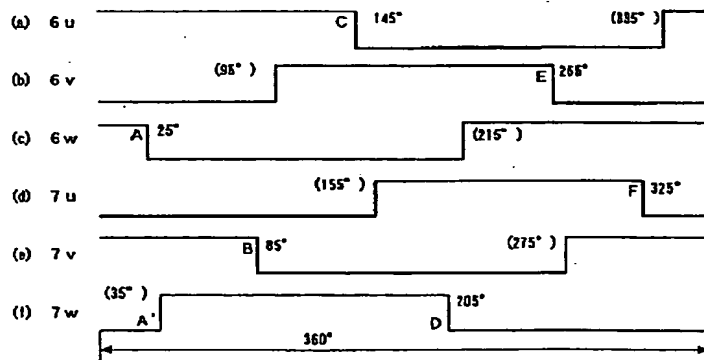
【図10】



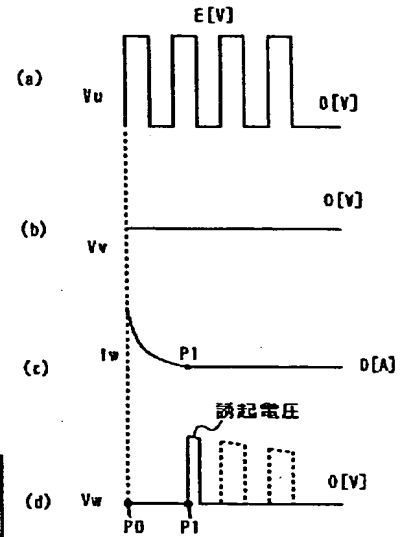
【図11】



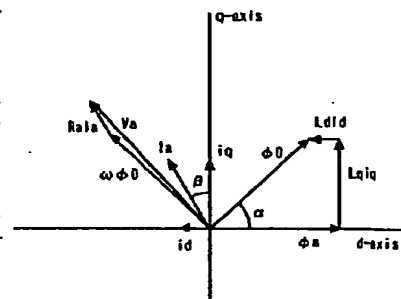
【図12】



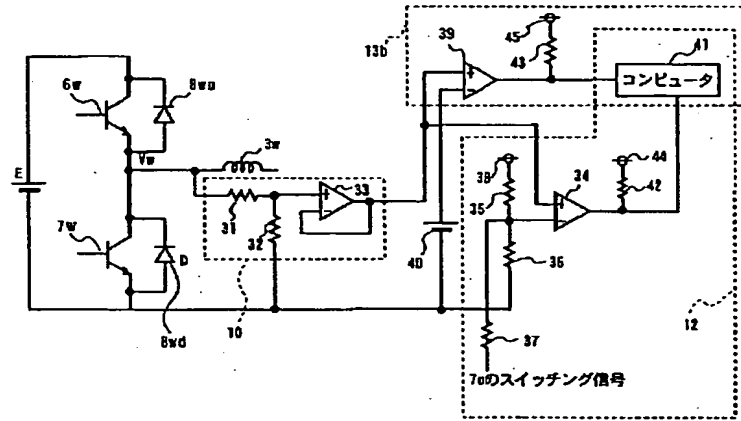
【図13】



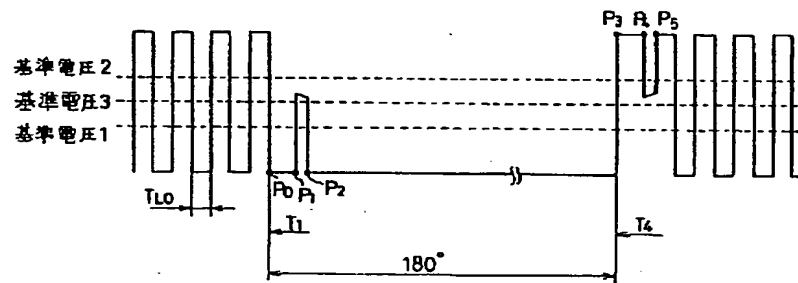
【図17】



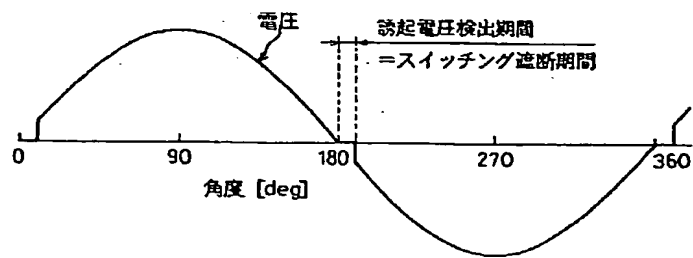
【図14】



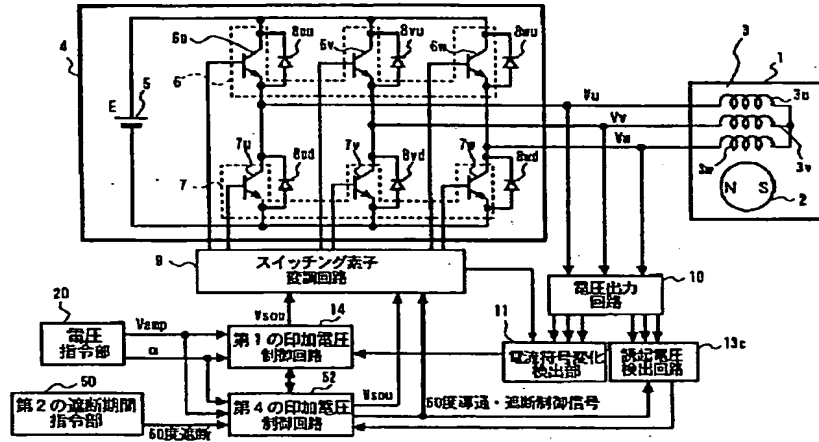
【図15】



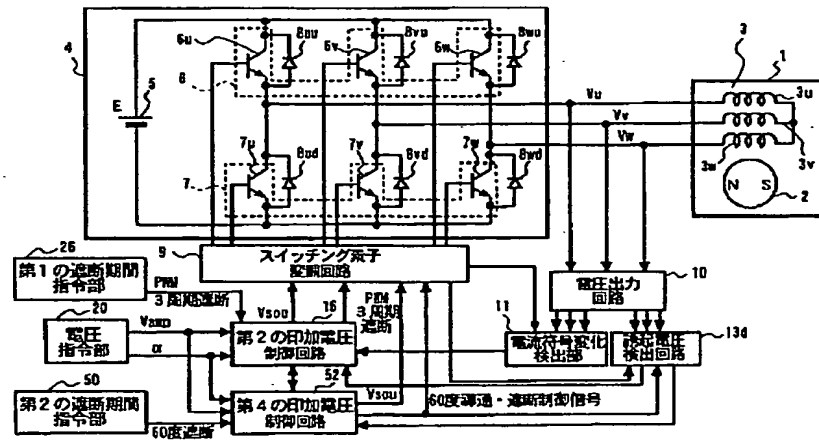
【図16】



【図18】



【図19】



(72)発明者 丸山 幸紀
大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器
産業株式会社内

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ BLACK BORDERS
- ☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☒ FADED TEXT OR DRAWING
- ☒ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☒ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☐ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.